

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI  
INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA" TIMISOARA  
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

Ing. PAPUSOIU GHEORGHE

CONTRIBUTII LA MODIFICAREA SI REGLAREA VITEZEI  
MOTOARELOR ASINCRONE UTILIZATE IN TRACTIUNE

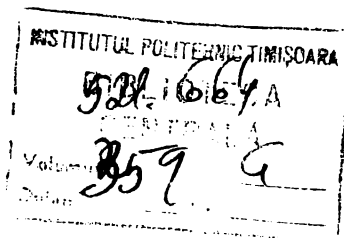
Teză de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

CONDUCATOR STIINTIFIC

Prof.dr.ing. Seracin Eugen

- Timișoara, 1987 -





## C U P R I N S

|   |     |
|---|-----|
| 1. INTRODUCERE .....  | 1.  |
| 2. Capitolul 1. INVERTOARE CU TIRISTOARE .....  | 6.  |
| 1.1. Invertoare de tensiune la care energia este<br>stocată în condensatoare .....                        | 6.  |
| 1.1.2. Invertoare de tensiune clasificate după tipul<br>circuitelor de stingere .....                     | 7.  |
| 1.1.2.1. Invertoare cu circuite de stingere individuale<br>și tiristare auxiliare .....                   | 7.  |
| 1.1.2.1.1. Invertoare trifazate cu condensator de<br>stingere divizat .....                               | 7.  |
| 1.1.2.1.2. Invertoare trifazate cu condensator de<br>stingere unic .....                                  | 8.  |
| 1.1.2.1.3. Invertoare cu circuit de stingere cu tiris-<br>ter auxiliar și stingere independentă .....     | 9.  |
| 1.1.2.2. Invertoare de tensiune autonome .....  | 9.  |
| 1.1.2.2.1. Invertoare autonome cu condensator de stingere<br>în conexiune pe fază .....                   | 9.  |
| 1.1.2.2.2. Invertoare autonome cu condensatoare de stingere<br>conectate între fazele invertoarelor ..... | 10. |
| 1.1.2.3. Invertoare de tensiune cu circuit comun de<br>stingere .....                                     | 11. |
| 1.2.1. Invertoare de curent autonom .....   | 12. |
| 1.2.2. Invertoare de curent cu stingere independentă .....  | 12. |
| 1.3. Invertoare cu tiristare de stingere<br>pe pereche .....  | 13. |
| 1.4. Invertoare cu tranzistoare de putere .....   | 13. |
| 1.5. Concluzii și observații .....  | 14. |
| 3. Capitolul 2. ECUATIILE GENERALE DE FUNCTIONARE ALE<br>SISTEMULUI INVERTOR-MASINA DE INDUCTIE.....      | 15. |
| 2.1. Considerații generale .....  | 15. |
| 2.2. Ecuațiile mașinii cu axa d coliniară cu fluxul rotoric.....  | 19. |
| 2.3. Ecuațiile mașinii cu axa d coliniară cu fluxul<br>din întrefier .....                                | 22. |
| 2.4. Regimul staționar al motorului esincron alegând un<br>sistem de raportare fix față de stator .....   | 25. |
| 4. Capitolul 3. SISTEME DE MODIFICARE A TURATIEI PENTRU<br>TRACTIUNE .....                                | 27. |
| 3.1. Considerații generale .....  | 27. |
| 3.2. Menținerea fluxului rotoric constant .....   | 28. |
| 3.3. Menținerea fluxului din întrefier constant .....   | 35. |
| 3.4. Menținerea frecvenței rotorice constante .....   | 40. |

|  |      |
|--|------|
| 5. Capitolul 4. SISTEMUL DE CONTROL A INVERTORULUI DE<br>TENSIUNE PENTRU TRACIUNE ELECTRICA                      | 45.  |
| 4.1. Inverterul cu circuit comun de stingere   | 45.  |
| 4.2. Descrierea părții de comandă a inverterului   | 49.  |
| 4.2.1. Converterul tensiune-frecvență  | 49.  |
| 4.2.2. Numărătorul și matricea de decodare   | 51.  |
| 4.2.3. Monostabilul de modificare a tensiunii de<br>ieșire a inverterului  | 53.  |
| 4.2.4. Circuitele de comandă ale tiristoarelor din<br>grupul de stingere   | 59.  |
| 4.2.5. Circuitele de comandă ale tiristoarelor princi-<br>pale   | 59.  |
| 4.2.6. Inversarea sensului de mers   | 60.  |
| 4.3. Calculul valorii efective a tensiunii de ieșire<br>a inverterului   | 60.  |
| 4.4. Analiză armonică a tensiunii de ieșire a inver-<br>torului  | 65.  |
| 4.5. Concluzii   | 70.  |
| 6. Capitolul 5. REGIMUL DE MOTOR. REZULTATE EXPERIMENTALE.   | 71.  |
| 5.1. Instalația de laborator realizată   | 71.  |
| 5.2. Caracteristicile mecanice obținute la menținerea<br>fluxului rotoric constant                               | 74.  |
| 5.3. Caracteristicile mecanice obținute la menținerea<br>fluxului din întrefier constant                         | 78.  |
| 5.4. Caracteristicile mecanice teoretice și experimen-<br>tale la menținerea frecvenței rotorice constante.      | 81.  |
| 5.5. Concluzii   | 84.  |
| 7. Capitolul 6. FRINAREA IN REGIM DE GENERATOR AL MOTORULUI<br>ASINCRON  | 84.  |
| 6.1. Considerații generale   | 85.  |
| 6.2. Frinarea ca generator cu recuperare de energie în<br>rețeaua de curent continuu                             | 86.  |
| 6.3. Rezultate experimentale obținute la frinarea<br>recuperativă cu mașina de inducție                          | 91.  |
| 6.4. Frinarea în regim de generator autoexcitat  | 97.  |
| 6.4.1. Frinarea în regim de generator autoexcitat<br>fără rezistență cuplată la intrarea inverterului.           | 105. |
| 6.4.2. Frinarea în regim de generator autoexcitat prin<br>cuplarea unei rezistențe la intrarea inverterului.     | 107. |
| 6.4.3. Tensiunea de ieșire la frinarea ca generator<br>autoexcitat   | 113. |
| 6.4.4. Expresia cuplului electromagnetic de frinare  | 113. |
| 6.4.5. Rezultate experimentale privind frinarea în<br>regim de generator a mașinii de inducție auto-<br>excitată | 115. |
| 6.5. Concluzii   | 123. |



|                                       |      |
|---------------------------------------|------|
| Capitolul 7. CONCLUZII GENERALE ..... | 125. |
| Bibliografie .....                    | 128. |



## I N T R O D U C E R E

\*\*\*\*\*

Mijloacele de transport, prin transportul de persoane și bunuri materiale, participă la desfășurarea activității economice, sociale și culturale. Pentru ca transporturile terestre să se poată efectua este nevoie de anumite sisteme de tracțiune, care se deosebesc după felul în care se obține forța necesară pentru deplasarea vehicului :

- prin frecarea între șine și roți, definită tracțiune prin aderență;
- transmiterea forței de la o cremolieră montată între două șine;
- transmiterea forței printr-o funie de oțel;
- transmiterea forței direct utilizând mașini de inducție liniare.

În cazul mijloacelor de transport urbane, la care se referă și lucrarea, tracțiunea se realizează prin aderență.

În cadrul transportului urban, încă de la primele aplicații ale tracțiunii electrice s-a constatat că mașina de curent continuu cu excitație serie are o caracteristică mecanică asemănătoare aceleia ale motoarelor termice folosite în general cu succes în sistemele feroviare.

Ideia s-a extins introducându-se în tracțiune și motorul cu colector alimentat cu curent alternativ monofazat.

Sistemul în curent continuu se pretează cel mai bine sub aspectul caracteristicilor mecanice la satisfacerea exigențelor feroviare. De asemenea dispune de un motor cu o comutație bună, obligat să funcționeze după două sau trei caracteristici obținute prin diferitele conexiuni între motoare sau grupe de motoare ale vehiculului. Modificarea vitezei, respectiv a forței de tracțiune fără pierderi de energie, se realizează prin slăbirea cimpului la valori pînă la 50%.

Pe de altă parte sistemul monofazat dispune de un motor cu o comutație mai grea, dar oferă tensiuni de alimentare variabile între limite largi prin intermediul prizelor transformatorului de alimentare, ceea ce a făcut posibilă obținerea unei familii de caracteristici, care pot răspunde cerințelor feroviare.

Astfel și soluția obținută prin folosirea curentului alternativ monofazat de frecvență industrială, la tensiune ridicată, care permite

eliminarea reostatelor și funcționarea motorului serie la încălziri foarte variate, se consideră avantajoasă.

În ultimul timp prin apariția și dezvoltarea electronicii de putere, prin introducerea elementelor semiconductoare comandate, s-a creat posibilitatea utilizării și extinderii mașinilor de curent alternativ de inducție și sincrone în tracțiunea electrică.

Aplicarea convertizoarelor statice în tracțiunea electrică [104,105,108] permite la ora actuală folosirea atât a motorului de curent continuu cât și a celui trifazat de inducție în scurtcircuit și aceasta independent de sistemul de curent din linia de contact, curent continuu sau curent alternativ monofazat.

Mașina de inducție cu rotorul în scurtcircuit prezintă avantaje nete față de cel de curent continuu astfel:

- are o greutate mai mică la aceeași putere;
- prețul de cost pe KgKW este mai mic decât la mașinile de curent continuu;
- neavând colector, prezintă siguranță mai mare în funcționare și fiabilitate mărită;
- întreținerea este mult mai ușoară și nu necesită personal cu o calificare deosebită;
- modificarea turației în limite largi și economic se face prin alimentarea cu convertoare statice de frecvență [18,60,67].

Practica a demonstrat că motoarele sincrone sînt utilizabile în tracțiunea electrică la locomotive de peste 8.000 KW, putere sub care soluțiile cu mașini de inducție devin preferate din punct de vedere tehnic și economic.

Făcînd o comparație între mașina de inducție cu rotorul în scurtcircuit și mașina sincronă, rezultă următoarele:

- mașina sincronă este mai bună din punct de vedere energetic putîndu-i-se regla și factorul de putere prin intermediul circuitului de excitație;
- această mașină este însă mai scumpă și mai complicată de realizat tehnologic decât mașina de inducție;
- existența înfășurării de excitație la mașina sincronă complice schema de alimentare a acesteia;
- sistemul de pornire și de conducere a mașinii sincrone este mai complex decât al mașinii de inducție [12,13,14,81], trebuînd cunoscută în fiecare moment poziția rotorului față de înfășurarea statorică.

In concluzie utilizarea mașinii sincrone necesită o investiție mult mai mare decât în cazul mașinii de inducție, dar este superioară din punct de vedere energetic.

In condițiile țării noastre, unde distanțele nu sînt prea lungi, se poate aprecia că tracțiunea cu mașina de inducție reprezintă astăzi soluția optimă de viitor pentru locomotivele de marfă, călători, metrou, tramvai și troleibuz.

In mediul urban linia electrică de contact este în curent continuu. Alimentarea mașinilor de inducție de la această linie se poate face prin invertoare fie de tensiune fie de curent.

Soluția în alte țări, în cazul tracțiunii interurbane unde linia de contact este în curent alternativ, situație în care între linie și inverter se interpune un transformator de adaptare și un redresor. Acest ansamblu este cunoscut sub denumirea de convertor static de frecvență.

Cu toate avantajele mașinii de inducție, prezentate mai sus, în țara noastră această mașină nu este încă folosită în tracțiunea electrică, unde se utilizează în exclusivitate mașina de curent continuu.

La nivel mondial, mașina de inducție ocupă un loc tot mai important în tracțiunea electrică, extinzîndu-se în Germania, Elveția, Norvegia, Austria, Danemarca etc. [81,100]. Finlanda este una dintre țările în care se pune un deosebit accent pe dezvoltarea acționării electrice cu mașina de inducție în tracțiunea electrică. Astfel, încă din 1974 șase vagoane de metrou au fost echipate cu inverter și mașină de inducție, iar cu patru ani mai tîrziu numărul lor a crescut la 78. Datorită reușitei Firmei Finlandeze Strömberg în acest domeniu, a avut contracte de livrare cu Olanda, Elveția, URSS [100].

Lucrarea prezintă are ca principal obiect studiul și realizarea unei scheme de acționare cu mașina de inducție în vederea obținerii unor caracteristici mecanice optime în tracțiunea electrică.

Lucrarea este extinsă pe șapte capitole:

Capitolul 1 conține o clasificare și o analiză critică a invertoarelor, în urma căreia se stabilește inverterul corespunzător schemei de acționare propusă.

Capitolul 2 are un conținut teoretic, stabilindu-se ecuațiile generale de funcționare inverter-mașină de inducție. Aceste ecuații au fost scrise în sistemul de coordonate  $d, q$  mobil cu viteza

sincronă a mașinii.

Particularitățile tratate sînt: alegerea axei d coliniar cu fluxul rotorice; alegerea axei d coliniar cu fluxul din întrefier; menținerea frecvenței rotorice constante.

Pe baza rezultatelor studierii acestor cazuri s-au putut trage concluzii asupra soluției practice de realizare în vederea exigențelor tracțiunii electrice.

Capitolul 3, tratează metodele de modificare a turației și de conducere a mașinii de inducție cu flux rotorice constant, flux în întrefier constant și frecvență rotorică constantă.

Sînt deduse expresiile cuplului electromagnetic pentru cele trei cazuri, sînt prezentate caracteristicile mecanice și schemele electronice de realizare a acestor strategii.

Capitolul 4, se ocupă de prezentarea atât a părții de forță cît și a celei de comandă a inverterului din schema de acționare propusă. Se prezintă soluția aleasă de modificare a tensiunii de ieșire a inverterului utilizînd modularea în durată și analiză armonică a tensiunii de ieșire la diferiți factori de umplere.

Capitolul 5 reprezintă înmănușcherea rezultatelor experimentale, cuprinzînd caracteristicile mecanice ale motorului de inducție la cele trei metode cît și variația turației, fluxului din mașină la încercări de sarcină.

Capitolul 6, descrie frînarea în regim de generator al mașinii de inducție cu asigurarea energiei reactive de magnetizare de la rețeaua de curent continuu și în regim de generator autoexcitat.

Expresia cuplului electromagnetic dedusă la menținerea frecvenței rotorice constante pentru cele două cazuri a fost confruntată cu rezultatele experimentale care constată în ridicarea caracteristicilor mecanice precum și în oscilografiera turației și a curenților în perioada de frînare.

Capitolul 7, cuprinde concluziile concluziile și observațiile ce se desprind din cercetările teoretice și experimentale efectuate de autor și prezentate în capitolele anterioare ale lucrării.

Principalele contribuții originale ale lucrării sînt:

- deducerea expresiei cuplului electromagnetic al mașinii de inducție în următoarele strategii: flux rotorice constant, flux în întrefier constant și frecvență rotorică constantă;
- schemele electronice de implementare a acestor strategii atât pentru regimul de motor cît și pentru frînare;
- schema de comandă a inverterului de tensiune utilizat în ac-

țienarea propusă, care răspunde cerințelor impuse de tracțiunea electrică din punct de vedere al caracteristicilor mecanice;

- deducerea expresiei cuplului electromagnetic la frinare cu frecvența rotorică constantă în două situații ale mașinii de inducție: nedecuplată de la rețea și decuplată (autoexcitată);

- schemele electronice de realizare a frinării pentru cele două cazuri.

Întreaga instalație de acționare cu mașina de inducție în condițiile strategiilor specificate mai sus în vederea obținerii de caracteristici mecanice cerute de tracțiunea electrică a fost realizată și experimentată de autor în laboratorul de Mașini Electrice al Facultății de Electrotehnică Timișoara.

Soluțiile de acționare propuse și tratate în lucrare de autor au constituit și obiectul unui contract de colaborare cu C.C.S.I.T. Electroputere Craiova [110] și au fost aplicate cu bune rezultate la vehiculul ROM-U-LIN realizat de această întreprindere.

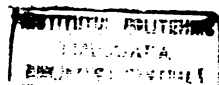
x x x

Autorul aduce pe această cale respectuoase mulțumiri conducătorului științific, prof.dr.ing. Eugen Seracin pentru îndrumarea permanentă și generoasă.

Deasemeni mulțumește tov.conf.dr.ing. Ioan Beldea pentru întregul sprijin acordat și colaborarea deosebit de rodnică în domeniul sistemelor de transport neconvenționale.

Autorul deasemeni mulțumește conducerii CCSIT Electroputere Craiova pentru sprijinul acordat în realizarea pe vehicul a soluțiilor executate.

Tuturor colegilor din catedra de Electrotehnică și Mașini Electrice care l-au sprijinit sub diferite forme și l-au încurajat pe toată durata elaborării tezei, autorul le adresează calde mulțumiri.



## Capitolul 1. INVERTOARE CU TIRISTOARE

Invertoarele cu tiristoare sînt echipamente electronice de putere care stau la baza acționărilor moderne cu turație reglabilă, folosind mașina de inducție. Ca atare inverterul constituie partea indispensabilă din sistemul de alimentare a mașinii de inducție utilizată în tracțiunea electrică, indiferent de tipul liniei de contact. Avînd în vedere acest lucru, se impune un studiu atent și critic al invertoarelor cunoscute în vederea alegerii tipului de inverter potrivit acționării studiate și a rezultatelor acestuia adecvate tracțiunii electrice.

Există mai multe criterii de clasificare a invertoarelor:

1. După tipul circuitului intermediar:

1.1. Invertoare de tensiune la care energia este stocată în condensatoare. Acestea pot fi:

1.1.1. După felul tensiunii de intrare:

1.1.1.1.-Invertoare de tensiune continuă constantă;

1.1.1.2.-Invertoare de tensiune continuă variabilă.

1.2. Invertoare de curent, la care energia este înmagazinată într-o inductanță. Acestea pot fi:

1.2.1. Invertoare de curent autonome;

1.2.2. Invertoare de curent cu stingere independentă.

Principial modul de alimentare a mașinii de inducție pentru cele două tipuri de invertoare în tracțiune poate fi prezentat în felul următor:

În cazul liniei de contact în curent continuu se pot folosi numai invertoare de tensiune continuă constantă sau invertoare de curent. Schema de principiu pentru alimentarea mașinii de inducție prin inverter de tensiune constantă este dată în figura 1.1.

Invertorul de tensiune continuă constantă realizează o tensiune de ieșire de amplitudine și frecvență variabilă, linia de contact avînd tensiune continuă de valoare fixă.



Fig.1.1. Alimentarea motorului de inducție prin inverter de tensiune



In figura 1.2. este dată schema de principiu a alimentării motorului de inducție prin inverter de curent de la linia de contact în curent continuu. În acest caz modificarea tensiunii se face cu ajutorul unui variator de tensiune continuă intercalat între rețeaua de curent continuu și inverter, acesta din urmă realizează numai modificarea frecvenței.

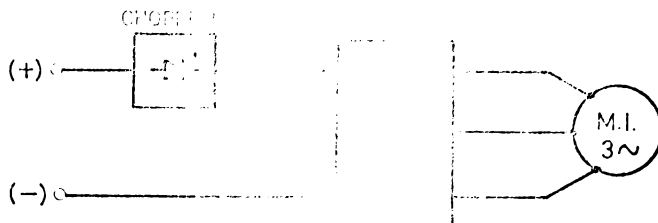


Fig.1.2. Alimentarea motorului de inducție prin inverter de curent

În cazul existenței liniei de contact de curent alternativ se realizează mai întâi conversia energiei prin intercalarea unui redresor comandat sau necomandat.

1.1.2. După tipul circuitelor de stingere, invertoarele de tensiune se clasifică astfel:

1.1.2.1. Invertoare cu circuite de stingere individuale și tiristoare auxiliare.

La aceste invertoare circuitele de stingere individuale de tip LC sînt activate prin comanda de aprindere a tiristoarelor auxiliare la momentul dorit al stingerii tiristorului principal în conducție în acel moment. Circuitul de stingere preia pe durata fenomenului oscilant, cînd condensatorul circuitului se deacarcă, curentul de sarcină, simultan cu aplicarea unei tensiuni de blocare pe tiristorul de conducție.

Acest tip de invertoare permite o funcționare atât în regim de modulație în durată a impulsurilor, cît și în regim nemodulat. Stingerea comandată prin tiristoare auxiliare conferă o siguranță operativă comutației forțate, permițînd funcționarea în game largi de frecvențe, cu puteri unitare mari.

Se disting în aplicație trei feluri de invertoare cu circuite de stingere individuale și tiristoare auxiliare:

1.1.2.1.1. Inverter trifazat cu condensator de stingere divizat.

Schema principală a acestui inverter este redată în figura 1.3.

Elementele componente ale inverterului sînt: tiristarele principale  $T_1, \dots, T_6$ , tiristarele de stingere  $T_{a1}, \dots, T_{a6}$ . Condensatoarele de stingere  $C_1, \dots, C_6$ , inductanțele de stingere  $L_1, \dots, L_3$ , diodele de recuperare  $D_1, \dots, D_6$ .

Invertorul are asigurată stingerea independentă a tiristea-  
relor principale în conducție, procesul de stingere este declanșat  
prin comanda de aprindere a tiristorului auxiliar corespunzător,  
care închide circuitul de stingere de tip LC aferent.

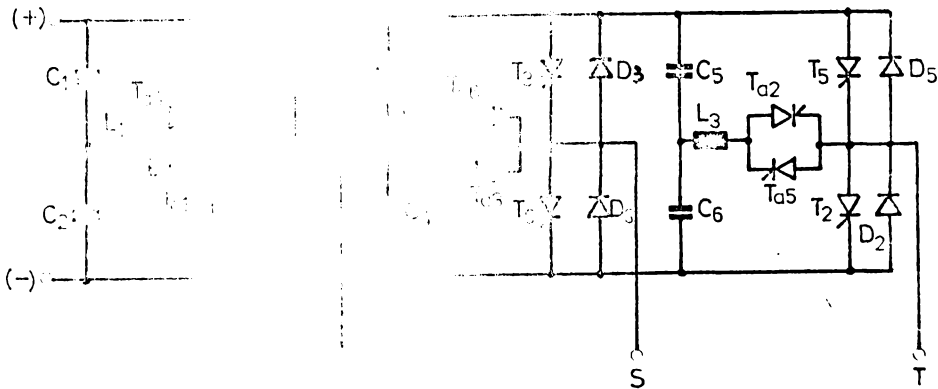


Fig.1.3. Schema de principiu a unui invertor trifazat cu  
tiristoare auxiliare și condensator de stingere  
divizat.

Circuitul de stingere intervine doar pe durata procesului de  
comutație, în rest fiind separat de circuitele principale. Inductan-  
țele de stingere nu sînt străbătute de curenții de sarcină, eliminîn-  
du-se în acest fel pierderile în aceste elemente de stingere.

Tiristarele de stingere asigură amorsarea fenomenului osci-  
lant la comanda de blocare a unui tiristor principal și încărcarea  
oscilantă a condensatoarelor de stingere printr-un element semi-  
conductor.

Acest invertor poate realiza atât reglarea frecvenței cit și  
a tensiunii de ieșire (utilizînd modulația în durată a impulsurilor)  
cînd este alimentat de la o sursă de tensiune continuă constantă,  
sau numai reglarea frecvenței cînd alimentarea se face de la o  
sursă reglabilă de tensiune continuă

#### 1.1.2.1.2. Invertor trifazat cu condensator de stingere unic.

Schema de principiu este dată în figura 1.4.

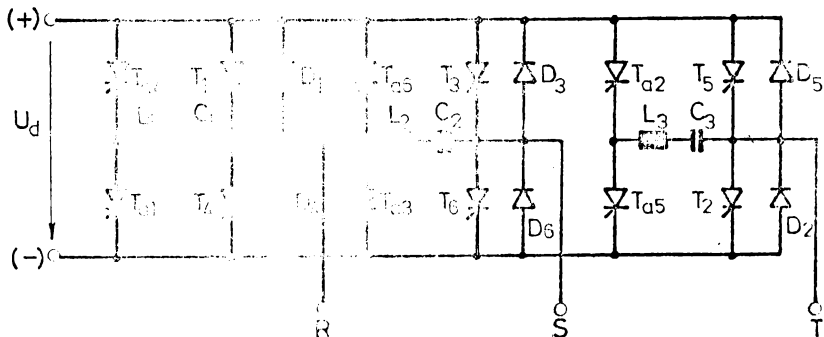


Fig.1.4. Schema de principiu a invertoarelor trifazate cu tiristoare auxiliare și condensator de stingere unic

Invertoarele realizate în punte trifazată asigură stingerea independentă pe fază a tiristoarelor principale în conducție, procesul de stingere este declanșat prin comanda de aprindere a tiristorului auxiliar corespunzător care închide circuitul de stingere LC aferent, care intervine doar pe durata comutației, în rest fiind separat de circuitele principale.

Și aici pierderile în circuitele de stingere sunt mici deoarece inductanțele de stingere nu sunt străbătute de curenții de sarcină. Poate funcționa atât în regim de modulare în durată a impulsurilor cât și nemodulat.

1.1.2.1.3. Invertoare cu circuit de stingere cu tiristor auxiliar și stingere independentă.

Având circuite de stingere separate pentru fiecare tiristor principal, acest invertoare prezintă posibilitatea funcționării în regim de undă dreptunghiulară, pulsată sau modulată în durată.

1.1.2.2. Invertoare de tensiune autonome

La aceste invertoare, stingerea tiristorului aflat în conducție se realizează individual, fără tiristor auxiliar, prin aprinderea altui tiristor.

1.1.2.2.1. Invertoare autonome cu condensatoare de stingere în conexiune pe fază.

Schema de principiu a acestui invertoare este redată în figura 1.5.

Stingerea tiristorului aflat în conducție T<sub>1</sub> se realizează prin aplicarea unei contratensiuni obținută prin inducție mutuală la aprinderea tiristorului T<sub>4</sub> de pe aceeași fază.

Acest tip de inverter prezintă pierderi de energie mai mari datorită pe de o parte a energiei immagasinate in condensatoarele de stingere și a disipării energiei de comutație.

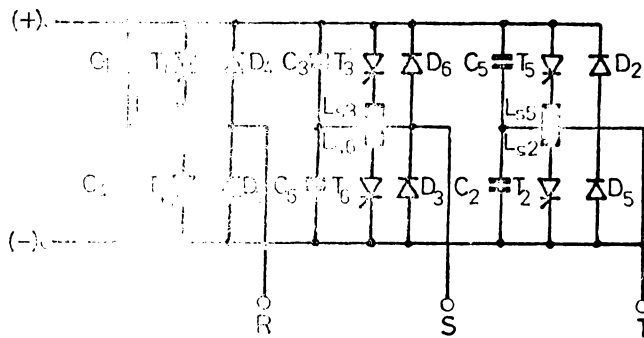


Fig.1.5. Schema de principiu a inverterului autonom cu condensatoare de stingere in conexiunea pe fază

1.1.2.2.2. Inverter autonom cu condensatoare de stingere conectate între fazele inverterului.

Schema de principiu a acestui inverter este redată in figura

1.6.

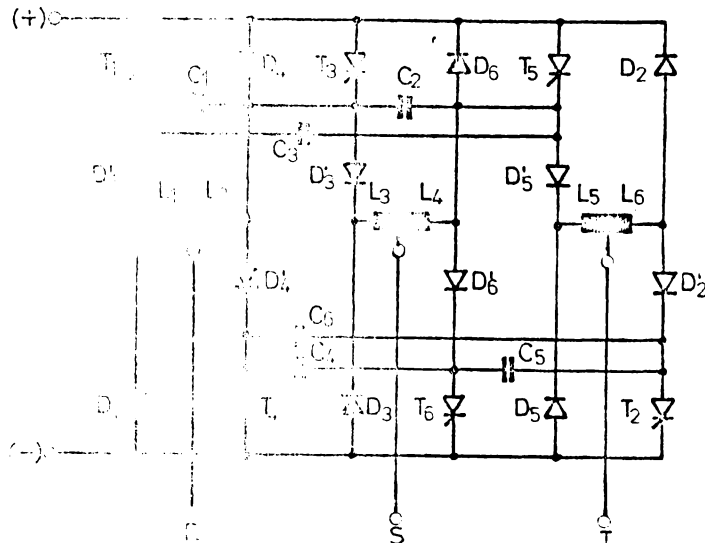


Fig.1.6. Schema de principiu a inverterului autonom trifazat cu condensatoare de stingere conectate între faze

În fiecare moment sînt în conducție două tiristoare iar comutația are loc între două tiristoare legate la aceeași polaritate a sursei de alimentare.

Stingerea tiristerului aflat în conducție la un moment dat are loc prin aprinderea tiristerului altei faze a inverterului, legat la aceeași polaritate a sursei de alimentare.

Reglarea tensiunii la ieșirea inverterului se realizează numai prin variația tensiunii continue de alimentare a inverterului. Diodele  $D_1, \dots, D_6$  sînt de recuperare a energiei reactive înmagazinate în înfășurările motorului,  $D_1', \dots, D_6'$  împiedică închiderea curentului oscilant de descărcare a condensatoarelor în timpul comutației, iar inductanțele  $L_1, \dots, L_6$  și condensatoarele  $C_1, \dots, C_6$  reprezintă elementele de stingere.

### 1.1.2.3. Invertoare de tensiune cu circuit comun de stingere.

Aceste invertoare permit stingerea tiristoarelor la momentele dorite, ceea ce face posibilă o reglare a tensiunii de ieșire a inverterului prin împărțirea timpului afectat conducției tiristoarelor într-o succesiune de conducții urmate de pauze. Raportul dintre timpul de conducție și timpul de pauză determină mărimea tensiunii de ieșire.

Schema de principiu a acestui inverter este prezentată în figura 1.7.

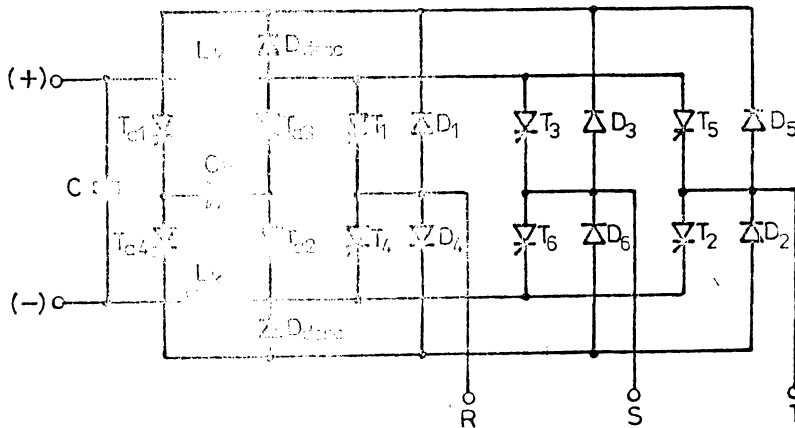


Fig.1.7. Schema de principiu a unui inverter trifazat cu circuit comun de stingere în puște

Avantajul esențial a acestui inverter constă în capacitatea sa de a regla atât frecvența cât și amplitudinea tensiunii de

ieșire, proprietăți favorabile utilizării în tracțiunea urbană unde linia de contact este în curent continuu.

Dezavantajul său constă în faptul că inductanța de stingere este străbătută de curentul de sarcină. Există variante îmbunătățite a acestui invertor.

În cazul invertorului de curent sarcina face parte din circuitul de comutare. Acest invertor este considerat ca o sursă de curent alternativ cu frecvență și amplitudine variabile.

După cum s-a subliniat anterior sînt două tipuri de invertoare de curent: autonome și cu stingere independentă.

### 1.2.1. Invertor de curent autonom

Schema de principiu a unui astfel de invertor este dată în figura 1.8. Acest invertor este lipsit de tiristoarele auxiliare de stingere, avînd în felul acesta și o comandă mai simplă.

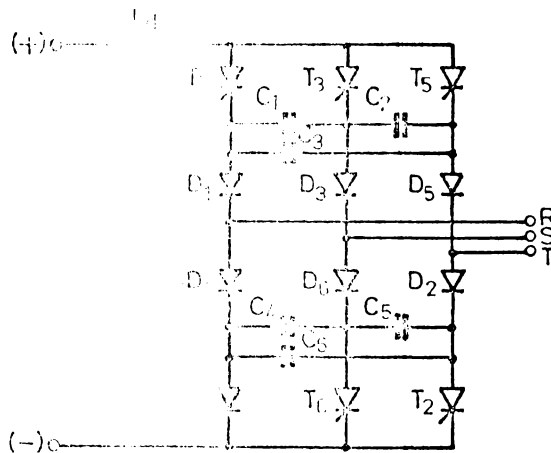


Fig.1.8. Schema de principiu a invertorului de curent cu stingere autonomă

Curentul de sarcină asigură încărcarea condensatoarelor de stingere. Decuplarea condensatoarelor de stingere, care sînt conectate între faze, de înfășurările motorului este asigurată de cele șase diode  $D_1, \dots, D_6$ . Stingerea tiristoarelor invertorului este asigurată prin aprinderea după  $120^\circ$  electrice a tiristorului care urmează a prelua conducția.

### 1.2.2. Invertor de curent cu stingere independentă

Schema de principiu a acestui invertor este redată în figura

1.9.

Pe lângă tiristoarele principale  $T_1, \dots, T_6$  conține și tiristoare auxiliare de stingere  $T_{a1}, \dots, T_{a6}$ .

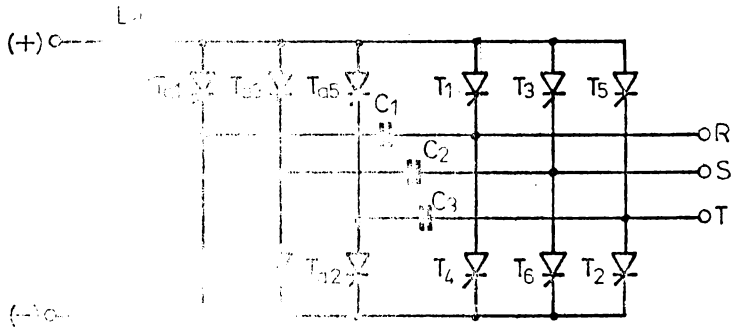


Fig.1.9. Schema de principiu a invertoarelor de curent cu stingere independentă

Și în acest invertoare curentul motorului asigură încărcarea condensatoarelor de stingere.

### 1.3. Invertoare cu tiristoare cu stingere pe poartă

În componența invertoarelor de tensiune și de curent cu stingere independentă se utilizează și tiristoare cu stingere pe poartă (GTO) datorită avantajelor pe care le prezintă acestea: timp de aprindere și de blocare redus, posibilitatea de a întrerupe curentul în orice moment, fără circuite auxiliare pe partea de forță.

Invertoarele care conțin aceste tiristoare au un număr redus de componente atât pe partea de forță cât și de comandă.

### 1.4. Invertoare cu tranzistoare de putere

În realizarea în special a invertoarelor de tensiune se pot folosi tranzistoare bipolare de putere și tranzistoare MOS care prezintă avantaje nete și performanțe ridicate. Astfel tranzistoarele bipolare se utilizează la invertoarele de tensiune cu modulație în durată a impulsurilor la frecvența purtătoare de 2 ÷ 5 KHz și puteri pînă la 400 KW.

Tranzistoarele MOS de putere, avînd viteză mare de comutație permit realizarea de invertoare de tensiune cu modulație în durată cu o purtătoare de frecvență peste 20 KHz, dar de putere limitată de aproximativ 10 KW.

Avînd în vedere această clasificare și analiză critică a invertoarelor, în tracțiunea electrică în care linia de contact este de curent continuu, se consideră ca fiind potrivit invertoarele de

tensiune cu circuit comun de stingere.

Această alegere este motivată prin următoarele:

- se poate realiza o tensiune mai apropiată de sinusoidală pe baza principiului modularii în durată spre deosebire de invertorul de curent care impune mașinii un curent de formă dreptunghiulară.

- Schema este mai simplă, nefiind necesar variatorul de tensiune din cazul folosirii invertorului de curent;

- gabaritul și greutatea schemei sînt micșorate, absolvind-o de bobina de filtrare cu sînz de fier;

- material de impert redus, întrucît cantitatea de cupru este mai mică;

- în general un preț de cost al instalației mai mic, lucru obținut și prin folosirea circuitului comun de stingere.

### 1.5. Concluzii și observații

Din analiza sintetică a diferitelor tipuri de invertoare rezultă că varietatea schemelor invertoarelor de tensiune este mult mai mare decît a celor de curent.

- Invertoarele de tensiune constituie surse independente de sarcină, fiind preferate în aplicații [3,80,104].

- Invertoarele de curent și în special cele cu stingere autonomă sînt mai simple.

- La invertorul de tensiune, în caz de frinare este necesară existența fie a rezistențelor de frinare, care să disipeze energia de frinare, fie a unui ondulator în antiparalel cu redresorul convertizorului static de frecvență. La invertorul de curent nu există acest impediment.

- Invertorul de tensiune asigură la bornele sale o tensiune cu parametri reglați indiferent de sarcină, în timp ce invertorul de curent este realizat pentru o valoare precisă a inductanței de scăpări a motorului.

- Invertorul de curent alimentează motorul cu un curent de formă unor blecuri dreptunghiulare, ceea ce are drept urmare pierderi suplimentare în motor și apariția de cupluri parazite nedorite.

- În cazul folosirii modularii în durată după o lege sinusoidală, pentru invertorul de tensiune se obține o gamă de reglare a vitezei de circa 1 : 1000, iar pentru invertorul de curent gama de reglare este mult mai redusă.



Deosebit de conținutul de armonici la inverterul de tensiune comandat după principiul modulației este mult mai redus, eliminând încălzirea suplimentară și cuplurile parazite.

• Prin analiza comparativă a celor două tipuri de invertoare se concluzionează că în tracțiunea electrică trebuie preferat invertorul de tensiune cu modulație în durată a impulsurilor, celui de curent.

## Capitolul 2. EQUAȚIILE GENERALE DE FUNCȚIONARE ALE SISTEMULUI INVERTOR-MĂȘINA DE INDUCȚIE

### 2.1. Considerații generale

În acest capitol sînt scrise ecuațiile de funcționare ale sistemului invertor-mășină de inducție pentru a determina pulsația alunecării funcție de parametrii mașinii și curentul statoric în următoarele cazuri:

- menținerea fluxului rotoric constant;
- menținerea fluxului din întrefier constant.

Ultimul caz este de menținere a pulsației rotorice constante. Această condiție este introdusă în relația cuplului, rezultînd o relație de dependență între cuplu și turație.

Ecuațiile mașinii de inducție într-un sistem mobil de axe ortogonale d-q, astfel ca viteza lui să fie chiar viteza sincronă a mașinii <sup>sînt</sup> prezentate mai jos [38,39,46,51,92].

Se consideră următoarele ipoteze privind mașina de inducție:

- statorul motorului prezintă simetrie perfectă electrică, magnetică și constructivă; curba de magnetizare a motorului se consideră liniară, se neglijează pierderile în fier, iar repartiția liniară a densității selenajiei și a fluxurilor statorice, respectiv rotorice este sinusoidală de-a lungul întrefierului;

- tensiunile, curenții și fluxurile au o variație sinusoidală în timp;

- tensiunile și curenții omopolari nuli;

- tensiunea de intrare a invertorului-o tensiune continuă bine filtrată și pierderile în invertor neglijabile.

Mărimile statorice sînt notate cu indicele s iar cele rotorice cu r.

Ecuațiile sînt scrise cu valori momentane.

$$\begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_s & \omega_1 L_s & pL_m & \omega_1 L_m \\ -\omega_1 L_s & R_s + pL_s & -\omega_1 L_m & pL_m \\ pL_m & s\omega_1 L_m & R_r + pL_r & s\omega_1 L_r \\ -s\omega_1 L_m & pL_m & -s\omega_1 L_r & R_r + pL_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.1.1.)$$

$$i_i - i_d = C.p.e_d \quad (2.1.2.)$$

$$e_d \cdot i_d = \frac{3}{2} (u_{sd} \cdot i_{sd} + u_{sq} \cdot i_{sq}) \quad (2.1.3.)$$

*Conservarea puterii prin inverter*

$$e_i = e_d + R_d \cdot i_i + L_d \cdot p \cdot i_i \quad (2.1.4.)$$

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot L_m (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (2.1.5.)$$

$$m_e - m_L = J/P \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.1.6.)$$

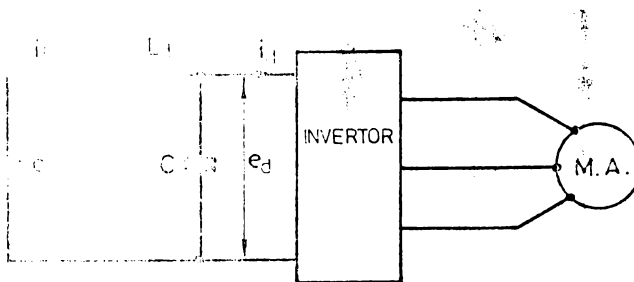


Fig.2.1. Sistemul inverter-motor de inducție

unde:

prin -  $R_s$  și  $R_r$  s-au notat rezistențele de fază statoric respectiv rotorice raportat la stator;

-  $L_s$  și  $L_r$  sînt inductivitățile totale pe fază statoric respectiv rotorice raportat la stator;

-  $L_m$  - inductivitatea utilă;

-  $R_d$  și  $L_d$  rezistența respectiv inductivitatea sursei;

-  $u_{sd}, u_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}$  și  $i_{rq}$  sînt tensiunile de alimentare și curenții statoric și rotorice a mașinii echivalente bifazate după axele d, q;

-  $e_i$  - tensiunea sursei, iar  $e_d$  - tensiunea la intrarea inverterului;

$p = d/dt$ ,  $\omega_1$  - pulsația frecvenței statorice,  $s$  - alunecarea,  $m_e$  și  $m_L$  cuplul electromagnetic respectiv

cuplu rezistent,  $J$  - momentul de inerție,  $P$  - numărul perechilor de poli și  $\omega_r$  - pulsația turației rotorice,  $C$  - capacitatea legată la intrarea inverterului.

Scriem ecuațiile fluxurilor și a tensiunilor raportate :

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= (L_{sr} + L_m) \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \\ \psi_{sq} &= (L_{sr} + L_m) \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \\ \psi_{rd} &= (L_{rr} + L_m) \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \\ \psi_{rq} &= (L_{rr} + L_m) \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq}\end{aligned}\tag{2.1.7.}$$

$$\begin{aligned}u_{sd} &= R_s \cdot i_{sd} + p \psi_{sd} - \omega_1 \cdot \psi_{sq} \\ u_{sq} &= R_s \cdot i_{sq} + p \psi_{sq} + \omega_1 \cdot \psi_{sd} \\ 0 &= R_r \cdot i_{rd} + p \psi_{rd} - s \omega_1 \psi_{rq} \\ 0 &= R_r \cdot i_{rq} + p \psi_{rq} + s \omega_1 \psi_{rd}\end{aligned}\tag{2.1.8.}$$

Sistemul de axe de coordonate  $d, q$  (Fig.2.2.) este defazat față de sistemul  $\alpha, \beta$ , cu axa  $\alpha$  după axa fazei statorice  $A$ , cu unghiul  $\nu_1$ , iar axa fazei rotorice cu  $\nu_r$ .

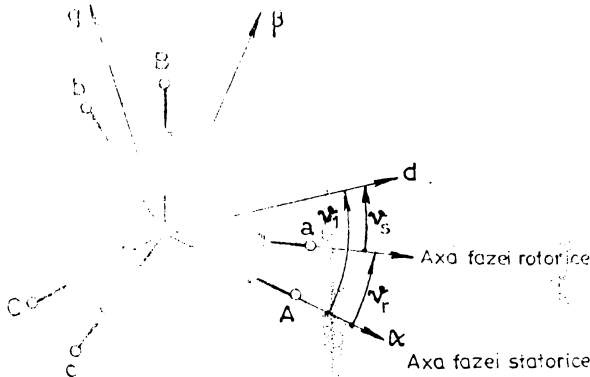


Fig.2.2. Schema de principiu a mașinii de inducție și axele  $\alpha, \beta$  și  $d, q$ .

$$\nu_1 = \nu_r + \nu_s\tag{2.1.9.}$$

Sau în viteze unghiulare :

$$\omega_1 = \omega_r + \omega_s\tag{2.1.10.}$$

521.664  
359 G

unde:

$\omega_s$  - este viteza unghiulară a alunecării.

Pe baza ecuațiilor (2.1.8.) poate fi construită schema echivalentă a motorului asincron în cel mai general caz (fig.2.3.)

Ecuațiile fluxurilor (2.1.7.) pun în evidență termenii care sînt influențați de saturația motorului și introduc neliniarități.

Inductanțele de scăpări  $L_{\sigma\sigma}$  și  $L_{r\sigma}$  sînt constante, iar  $L_m$  depinde de valoarea curentului de magnetizare

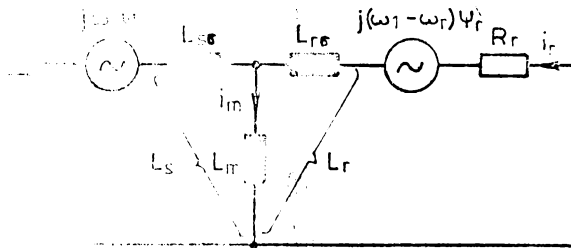


Fig.2.3. Schema echivalentă a motorului asincron în cazul general

Matricea de legătură care transformă mașina reală trifazată într-o mașină echivalentă bifazată este:

$$\begin{bmatrix} u_{a_0} \\ u_{a_0} \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} u_B \\ u_C \end{bmatrix}_{A,B,C} \quad (2.1.11.)$$

unde:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \quad (2.1.12.)$$

Considerăm că nului sursei nu este cuplat galvanic cu steaua înfășurării statorice, curenți omopolari nu există iar suma curenților și tensiunilor de fază este nulă.

$$\begin{aligned} u_{sA} + u_{sB} + u_{sC} &= 0 \\ i_{sA} + i_{sB} + i_{sC} &= 0 \end{aligned} \quad (2.1.13.)$$

Trecerea de la sistemul fix de axă  $\alpha, \beta$  la sistemul rotitor  $d, q$  se face prin aplicarea matricei de transformare [C.]

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.1.14.)$$

unde:

$$[C] = \begin{bmatrix} \cos \nu_1 & \sin \nu_1 \\ -\sin \nu_1 & \cos \nu_1 \end{bmatrix} \quad (2.1.15.)$$

Schema bloc de trecere de la sistemul A,B,C în d,q este prezentată în figura 2.4.

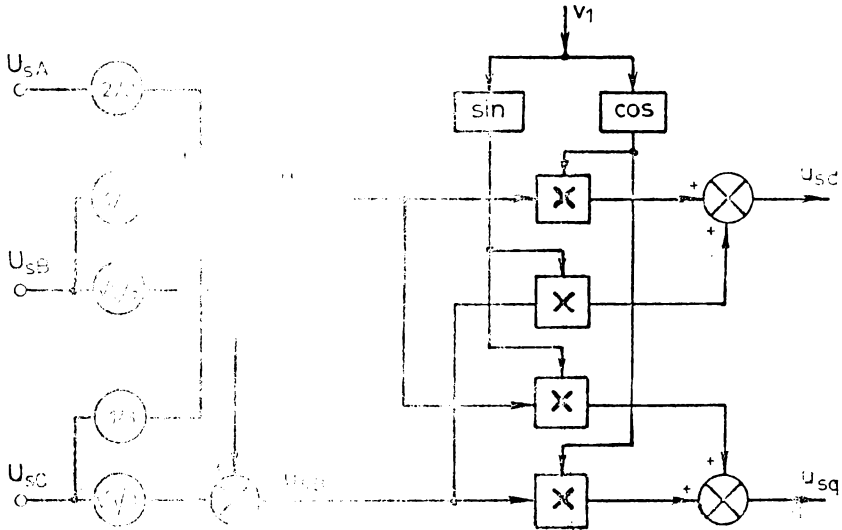


Fig.2.4. Transformarea statorică directă ABC- $\alpha,\beta$ - dq

## 2.2. Ecuațiile mașinii cu axa d coliniară cu fluxul rotoric

Aliniind faza fluxului rotoric după axa d proiecțiile acestui faza după axele d-q vor fi:

$$\psi_{rd} = \psi_r \quad (2.2.1.)$$

și

$$\psi_{rq} = 0 = p \cdot \psi_{rq}$$

Din relațiile (2.1.8.) scriem ecuațiile referitoare la rotor:

$$R_r \cdot i_{rd} + p \psi_{rd} - s \omega_1 \psi_{rq} = 0 \quad (2.2.2.)$$

$$R_r \cdot i_{rq} + p \psi_{rq} + s \omega_1 \cdot \psi_{rd} = 0$$

Înlocuind relațiile (2.2.1.) în (2.2.2.) obținem:

$$R_r \cdot i_{rd} + p \psi_r = 0 \quad (2.2.3.)$$

$$R_r \cdot i_{rq} + s \omega_1 \psi_r = 0$$

unde:

$$s = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1}$$

Deasemeni inlocuim relațiile (2.2.1.) în relația fluxurilor (2.1.7.)

$$\psi_r = (L_{r\sigma} + L_m) \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \quad (2.2.4.)$$

$$0 = (L_{r\sigma} + L_m) \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq}$$

De unde rezultă:

$$i_{rq} = - \frac{L_m}{L_m + L_{r\sigma}} \cdot i_{sq} \quad (2.2.5.)$$

și

$$i_{rd} = \frac{\psi_r}{L_m + L_{r\sigma}} - \frac{L_m}{L_m + L_{r\sigma}} \cdot i_{sd}$$

Dar

$$L_m + L_{r\sigma} = L_r$$

$$i_{rq} = - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq} \quad (2.2.6.)$$

și

$$i_{rd} = \frac{\psi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sd}$$

La mașinile mari unde inductivitatea de dispersie se poate neglija față de cea utilă, componenta de cuplu a curentului rotoric este egală cu componenta de cuplu a curentului statoric și cu semn schimbat.

Dacă menținem fluxul rotoric constant  $\psi_r = \text{const}$ ,  $p \psi_r = 0$  din (2.2.3.) obținem:

$$R_r \cdot i_{rd} + p \psi_r = 0 \text{ că } i_{rd} = 0 \text{ și } i_{rq} = i_r \quad (2.2.7.)$$

Din (2.2.6.) obținem:

$$\psi_r = L_m \cdot i_{sd}$$

și

$$i_{rq} = - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (2.2.8.)$$

Deci în cazul menținerii fluxului rotoric constant este asigurată ortogonalitatea dintre acest flux și curentul rotoric [54].

Tot din (2.2.3.) determinăm pulsația alunecării

$$R_r \cdot i_{rq} + s\omega_1 \cdot \psi_r = 0 \quad (2.2.9.)$$

Notăm cu  $\omega_s = s\omega_1$

$$R_r \cdot i_{rq} + \omega_s \cdot \psi_r = 0$$

$$\omega_s = - \frac{R_r \cdot i_{rq}}{\psi_r} \quad (2.2.10.)$$

Înlocuim în relația pulsației alunecării valorile lui  $\psi_r$  și  $i_{rq}$  din (2.2.8.)

$$\omega_s = \frac{R_r \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq}}{L_m \cdot i_{sd}} = \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (2.2.11.)$$

Notăm cu  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  constanta de timp rotorică

$$\omega_s = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (2.2.12.)$$

Prin menținerea fluxului rotoric constant și  $i_{sd} = \text{constant}$  (componenta de magnetizare a curentului statoric, iar pulsația alunecării este direct proporțională cu componenta de cuplu a curentului statoric.

Expresia cuplului electromagnetic (2.1.5.) devine:

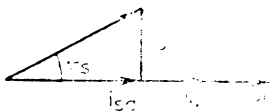
$$m_e = + \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot L_m \cdot i_{sd} \cdot i_{rq} \quad (2.2.13.)$$

Dacă înlocuim expresia lui  $i_{rq}$  din (2.2.8.) în(2.2.13.)

obținem:

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (2.2.14.)$$

Putem exprima cele două componente ale curentului statoric în funcție de curentul statoric și unghiul de defasaj  $\theta_s$  dintre acest curent și fluxul rotoric.



$$i_{sq} = i_s \cdot \sin \theta_s$$

$$i_{sd} = i_s \cdot \cos \theta_s \quad (2.2.15.)$$

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_s^2 \sin \theta_s \cos \theta_s \quad (2.2.16.)$$

sau:

$$m_e = \frac{3}{4} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_s^2 \sin 2\theta_s \quad (2.2.17.)$$

Fig.2.5. Defazajul curentului statoric de fluxul rotoric

2.3. Ecuațiile mașinii cu axa d coliniară cu fluxul din întrefier

Scriem ecuațiile fluxurilor și a tensiunilor conform relațiilor (2.1.7.) și (2.1.8.) cu axa d coliniară cu fluxul din întrefier.

$$\begin{aligned} \Psi_{sd} &= (L_{\sigma s} + L_m) i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \\ \Psi_{sq} &= (L_{\sigma r} + L_m) i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \\ \Psi_{rd} &= (L_{\sigma r} + L_m) \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \\ \Psi_{rq} &= (L_{\sigma r} + L_m) \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (2.3.1.)$$

și

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s \cdot i_{sd} + p \cdot \Psi_{sd} - \omega_l \cdot \Psi_{sq} \\ u_{sq} &= R_s \cdot i_{sq} + p \cdot \Psi_{sq} + \omega_l \cdot \Psi_{sd} \\ 0 &= R_r \cdot i_{rd} + p \cdot \Psi_{rd} - s \omega_l \cdot \Psi_{rq} \\ 0 &= R_r \cdot i_{rq} + p \cdot \Psi_{rq} + s \omega_l \cdot \Psi_{rd} \end{aligned} \quad (2.3.2.)$$

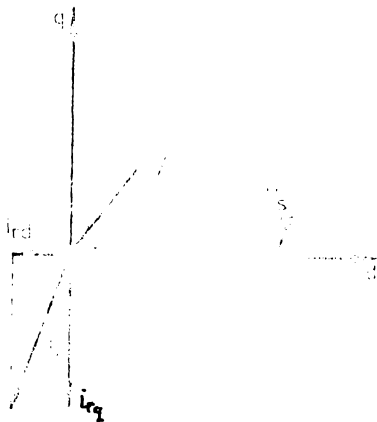


Fig.2.6. Diagrama fazorială cu orientarea axei d după fluxul din întrefier

Relația  $\bar{i}_s + \bar{i}_r = \bar{i}_m$  proiectată după axele d-q

$$i_{sd} + i_{rd} = i_m \quad (2.3.3.)$$

$$i_{sq} + i_{rq} = 0$$

Cu acestea exprimăm fluxurile statore și rotorice în funcție de fluxul din întrefier.



$$\begin{aligned}
 \psi_{sd} &= L_{sr} \cdot i_{sd} + L_m(i_{sd} + i_{rd}) = L_{sr} \cdot i_{sd} + \psi_m \\
 \psi_{sq} &= L_{sr} \cdot i_{sq} + L_m(i_{sq} + i_{rq}) = L_{sr} \cdot i_{sq} \\
 \psi_{rd} &= L_{rc} \cdot i_{rd} + L_m(i_{sd} + i_{rd}) = L_{rc} \cdot i_{rd} + \psi_m \\
 \psi_{rq} &= L_{rc} \cdot i_{rq} + L_m(i_{sq} + i_{rq}) = L_{rc} \cdot i_{rq}
 \end{aligned}
 \tag{2.3.4.}$$

Relațiile(2.3.4.)le înlocuim în ecuațiile de tensiune(2.3.2.) referitoare la rotor:

$$\begin{aligned}
 0 &= R_r \cdot i_{rd} + p(L_{rc} \cdot i_{rd} + \psi_m) - \omega_s \cdot L_{rc} \cdot i_{rq} \\
 0 &= R_r \cdot i_{rq} + pL_{rc} \cdot i_{rq} + \omega_s \cdot (\psi_m + L_{rc} \cdot i_{rd})
 \end{aligned}
 \tag{2.3.5.}$$

De unde deducem pulsația alunecării :

$$\omega_s = - \frac{(R_r + pL_{rc}) \cdot i_{rq}}{\psi_m + L_{rc} \cdot i_{rd}}
 \tag{2.3.6.}$$

Dar din relațiile (2.3.3.)  $i_{rq} = -i_{sq}$  și  $i_{rd} = i_m - i_{sd}$

Cu acestea relația (2.3.6.)devine:

$$\omega_s = \frac{(R_r + pL_{rc}) \cdot i_{sq}}{L_m \cdot i_m + L_{rc} \cdot i_m - L_{rc} \cdot i_{sd}}
 \tag{2.3.7.}$$

$$\omega_s = \frac{(R_r + pL_{rc}) \cdot i_{sq}}{L_r \cdot i_m - L_{rc} \cdot i_{sd}} = \frac{(1+p \cdot T_{rc}) \cdot i_{sq}}{T_r \cdot i_m - T_{rc} \cdot i_{sd}}
 \tag{2.3.8.}$$

unde :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  - constanta de timp rotorică și  $T_{rc} = \frac{L_{rc}}{R_r}$

constanta de timp de dispersie a rotorului.

În regim staționar relația(2.3.8.)devine:

$$\omega_s = \frac{i_{sq}}{T_r \cdot i_m - T_{rc} \cdot i_{sd}}
 \tag{2.3.9.}$$

Expresia cuplului electromagnetic din (2.1.5.)

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot L_m(i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq})
 \tag{2.3.10.}$$

Din relațiile (2.3.3.)știm că  $i_{sq} = -i_{rq}$  și  $i_{rd} + i_{sd} = i_m$ .

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot L_m \cdot i_{sq} \cdot i_m \quad (2.3.11.)$$

Dar  $L_m \cdot i_m = \psi_m$

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \psi_m \cdot i_{sq} \quad (2.3.12.)$$

Exprimăm componenta de cuplu  $i_{sq}$  funcție de fluxul din întrefier alunecare și parametrii rotorului.

Din diagrama fazorială(fig.2.6.)

$$|i_{sq}| = |i_{rq}| = i_r \cdot \cos \varphi_2 \quad (2.3.13.)$$

și

$$i_r = \frac{\omega_s \cdot \psi_m}{\sqrt{R_r^2 + \omega_s^2 \cdot L_{r\sigma}^2}} \quad (2.3.14.)$$

$$\cos \varphi_2 = \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + \omega_s^2 \cdot L_{r\sigma}^2}} \quad (2.3.15.)$$

Cu acestea expresia cuplului electromagnetic devine:

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{\omega_s \cdot L_m^2 \cdot i_m^2 \cdot R_r}{R_r^2 + \omega_s^2 \cdot L_{r\sigma}^2} \quad (2.3.16.)$$

Derivând expresia cuplului în raport cu pulsația alunecării și menținând  $i_m = \text{constant}$ , obținem pulsația de răsturnare respectiv alunecarea de răsturnare.

$$\frac{d.m_e}{d\omega_s} = 0$$

$$R_r^2 - \omega_s^2 \cdot L_{r\sigma}^2 = 0 \quad (2.3.17.)$$

$$\omega_s = \pm \frac{R_r}{L_{r\sigma}} \quad (2.3.18.)$$

respectiv :

$$s_K = \pm \frac{R_r}{\omega_1 L_{r\sigma}} = \pm \frac{1}{\omega_1 T_{r\sigma}} \quad (2.3.19.)$$

Inlocuind pe  $\omega_s$  cu valoarea din (2.3.18.) obținem cuplul K de răsturnare :

$$M_{eK} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{2 L_{r\sigma}} \cdot i_m^2 \quad (2.3.20.)$$

La menținerea fluxului din întrefier constant din relația (2.3.20.) se vede că acest cuplu de răsturnare depinde de parametrii mașinii și flux iar alunecarea de răsturnare (2.3.19.) de constanta de timp de scăpări rotorice și pulsația frecvenței statorice. Prin scăderea frecvenței statorice această alunecare de răsturnare crește.

#### 2.4. Regimul staționar al motorului asincron alegând un sistem de raportare fix față de stator

Considerăm cazul de regim staționar [60], cînd statorul mașinii este alimentat cu un set simetric și echilibrat de tensiuni iar rotorul este în scurtcircuit  $[U_r] = 0$ .

Se alege sistemul de raportare fix față de stator  $\psi_1 = 0$ , ceea ce va avea drept efect simplificarea sistemului de ecuații:

Tensiunile aplicate statorului sînt:

$$\left| U_s \right| = \begin{array}{l|l} A & U_s \sqrt{2} \cos(\omega_1 t + \varphi) \\ B & U_s \sqrt{2} \cos(\omega_1 t + \varphi - 2\pi/3) \\ C & U_s \sqrt{2} \cos(\omega_1 t + \varphi - 4\pi/3) \end{array} \quad (2.4.1.)$$

Dacă aplicăm transformarea (2.1.11.) pentru  $\omega_1 = \text{constant}$  și

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\omega_r$$

$$\left[ U_s \right] = \begin{array}{l} U_s \sqrt{2} \cos(\omega_1 t + \varphi) \\ U_s \sqrt{2} \sin(\omega_1 t + \varphi) \end{array} \quad (2.4.2.)$$

Dacă se ia ca origine de fază tensiunea de alimentare  $U_s$ ,  $\varphi = 0$ , sistemul se simplifică și devine :

$$\begin{bmatrix} U_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_s \sqrt{2} \cdot \cos \omega_1 t \\ U_s \sqrt{2} \cdot \sin \omega_1 t \end{bmatrix} \quad (2.4.3.)$$

Cu aceste ecuații (2.1.1.) devin:

În condițiile unui cuplu de sarcină constant sau lent variabil, rezolvarea sistemului se simplifică dacă se utilizează calculul fasorial operatorul de derivare aplicat curenților devenind  $j$  iar viteza fiind înlocuită cu alunecarea.

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + jX_s \bar{I}_s + jX_m \bar{I}_r \\ 0 &= R_r \bar{I}_r + jX_r \cdot s \bar{I}_r + jsX_m \bar{I}_s \\ M &= X_m \cdot R_s (j \bar{I}_s + \bar{I}_r) \end{aligned} \quad (2.4.4.)$$

unde :

$$X_s = X_m + X_{sc}$$

și :

$$X_r = X_m + X_{rc}$$

Explicitînd obținem expresia cuplului electromagnetic funcție de parametrii mașinii, tensiunea statorică și frecvența statorică.

$$M = \frac{m_1 \cdot R_r \cdot U_s^2}{s \Omega_1 \cdot \left[ (R_s + C_1 \frac{R_r}{s})^2 + (X_{sc} + X_{rc})^2 \right]} \quad (2.4.5.)$$

unde:

$$m_1 - \text{numărul de faze statorice și } \Omega_1 = \frac{\omega_1}{p}$$

Expresia cuplului de răsturnare și alunecarea de răsturnare se obține derivînd expresia cuplului (2.4.5.) în raport cu alunecarea:

$$M_K = \frac{m_1 \cdot P \cdot U_s^2}{2 \omega_1 \cdot \left[ R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_{sc} + X_{rc})^2} \right]} \quad (2.4.6.)$$

și

$$S_K = \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + (X_{sc} + X_{rc})^2}} \quad (2.4.7.)$$

## Capitolul 3. SISTEME DE MODIFICARE A TURATIEI PENTRU TRACȚIUNE

### 3.1. Considerații generale

Analizând relațiile obținute în capitolul 2, se remarcă că există o mulțime de posibilități de modificare și reglare a vitezei mașinii de inducție, fie acționându-se asupra parametrilor proprii ai mașinii fie asupra parametrilor tensiunilor sau curenților de alimentare, respectiv frecvenței, amplitudinii sau fazei.

Se știe că, mașina de inducție este cea mai simplă, robustă și mai economică în exploatare, iar prin dezvoltarea electronicii de putere a început să pătrundă tot mai mult în acționările cu turaj reglabilă concurend motorul de curent continuu.

Prin realizarea adecvată a comensii convertorului care alimentează mașina de inducție se pot obține caracteristici mecanice similare cu a mașinilor de curent continuu, excitație separată sau serie.

Cea mai eficientă metodă de reglare a vitezei motoarelor de inducție este cea a frecvenței tensiunii de alimentare.

Concomitent cu modificarea frecvenței se face și modificarea tensiunii [33,59,76], mai ales la acționările cu inerție mare, caz întâlnit în tracțiunea electrică.

La acționările cu mașina de inducție aplicate în tracțiune, pentru pornire și mers se aleg procedeele prezentate în figura 3.1.

În perioada de pornire tensiunea crește cu creșterea frecvenței, menținând un flux maxim constant, respectiv un cuplu maxim constant. Curentul este menținut constant; în felul acesta pierderile prin efect Joule, respectiv încălzirea mașinii, este limitată.

Pierderile în fier nu sînt semnificative cu toate că fluxul este maxim, dar frecvența statorică este mică [59].

De la o anumită viteză se trece la o reglare la putere constantă. Tensiunea și curentul rămîn constante.

Și în acest caz pierderile prin efect Joule rămîn neschimbate iar pierderile în fier rămîn ne semnificative întrucît cu creșterea frecvenței scade fluxul.

Metodele de modificare a vitezei în tracțiune studiate în prezenta lucrare sînt:

- cea de menținere a fluxului rĂtoric constant;
- cea de menținere a fluxului din întrefier constantă;
- menținerea frecvenței rĂtorice constante.

Aceste metode combinate conduc la caracteristicile prezentate în figura 3.1.

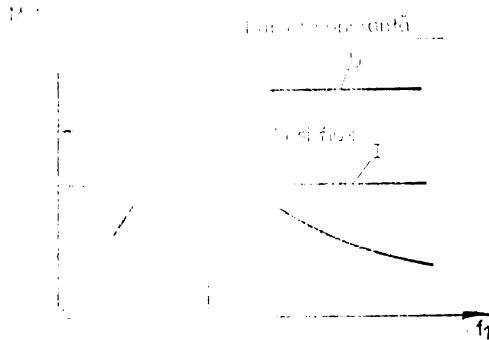


Fig.3.1. Modificarea tensiunii, a cuplului, a fluxului și a curentului funcție de viteză

Combinarea metodelor s-a făcut în felul următor: la pornire și pînă la o anumită turație (frecvență) se merge pe menținerea fluxului rotoric sau din întrefier constant, după care se comută pe menținerea frecvenței rotorice constante.

Aceste metode combinate conduc la eficiență optimă din punct de vedere energetic cît și caracteristicii mecanice adecvate.

Fără de alte metode aici se calculează pulsația alunecării, rezultînd frecvența statorică de așă natură ca pentru orice sarcină să se mențină fluxul ales constant, fluxul rotoric sau cel din întrefier.

### 3.2. Menținerea fluxului rotoric constant

În vectorul de la care este alimentată mașina de inducție este un invertor de tensiune la care se poate comanda independent tensiunea de ieșire cît și frecvența de ieșire [49].

În capitolul 2 s-au dedus componentele curentului statoric după axele d-q în regim staționar (2.2.8.) în situația cu axa d coliniară cu fazorul fluxului rotoric.

$$\begin{aligned}
 i_{sd} &= \frac{\psi_r}{L_m} \\
 \text{și} \quad i_{sq} &= \frac{\omega_s \cdot \psi_r \cdot L_m}{L_m \cdot R_r}
 \end{aligned}
 \tag{3.2.1.}$$

Pe baza relației (2.2.15.) unde pulsația alunecării este exprimată în funcție de constanta de timp rotorică și de cele două componente  $i_{sd}$  și  $i_{sq}$  ale curentului statoric după azele d-q, rezultă că:

$$\omega_s = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (3.2.2.)$$

- pentru a menține fluxul rotoric constant trebuie să menținem componenta de magnetizare a curentului statoric constant.

$$i_{sd} = \text{constant}$$

Știind că:

$$i_s^2 = i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \quad (3.2.3.)$$

exprimăm componenta de cuplu a curentului -  $i_{sq}$  în funcție de curentul statoric și componenta de magnetizare -  $i_{sd}$ , conform figurii 2.5.

$$i_{sq} = \sqrt{i_s^2 - i_{sd}^2} \quad (3.2.4.)$$

Inlocuim relația (3.2.4.) în (3.2.2.) și obținem:

$$\omega_s = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{\sqrt{i_s^2 - i_{sd}^2}}{i_{sd}} \quad (3.2.5.)$$

Relația (3.2.5.) exprimă pulsația alunecării în funcție de constanta de timp rotorică  $T_r$ , curentul statoric  $i_s$  și componenta de magnetizare  $i_{sd}$ , care este coliniară cu  $\Psi_r$ ,

Impunând componenta de magnetizare  $i_{sd}$ , constantă, adică

$\Psi_r = L_m \cdot i_{sd} = \text{constant}$ , pulsația alunecării se modifică în funcție de curentul statoric.

Dar pulsația frecvenței de ieșire a invertorului este egală cu suma dintre pulsația alunecării și pulsația turajiei rotorice:

$$\omega_1 = \omega_r + \omega_s \quad (3.2.6.)$$

Inlocuind relația (3.2.5.) în (3.2.6.) obținem:

$$\omega_1 = \omega_r + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{\sqrt{i_s^2 - i_{sd}^2}}{i_{sd}} \quad (3.2.7.)$$

sau

$$\omega_1 = \omega_r + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{\sqrt{(i_s - i_{sd})(i_s + i_{sd})}}{i_{sd}} \quad (3.2.8.)$$

Implementarea acestei condiții în schema de comandă a frecvenței de ieșire a inverterului se face în felul următor:

- se impune componenta de magnetizare  $i_{sd}^*$ , (notația \* indicând valoarea prescrisă);
- din circuitul de forță prin intermediul unui reductor de curent și a unei scheme de detector de vîrf extragem modulul vectorului  $i_s$ ;
- o schemă de calcul analogică efectuează calculul valorii lui  $\omega_s$ , care se adaugă la  $\omega_r$ , adică pulsația turației rotorice, obținindu-se în felul acesta valoarea lui  $\omega_1$ .

Schema menține fluxul rotoric  $\psi_r$  constant la valoarea prescrisă pentru orice sarcină, măsurînd curentul statoric și turația rotorului. Schema de calcul este prezentată în figura 3.2.

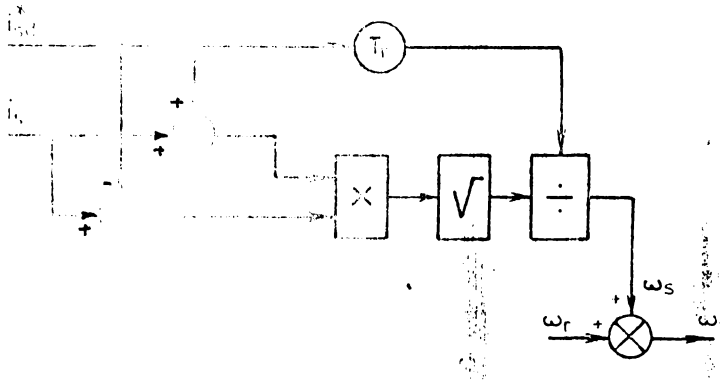



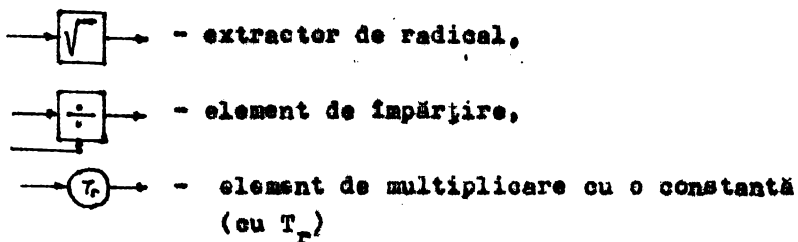


Fig.3.2. Schema de calcul analogic pentru menținerea fluxului rotoric constant.

În schema din figura 3.2. s-au utilizat următoarele notații:

-  - element de adunare,
-  - element de scădere,
-  - multiplicator (element de înmulțire),





Dacă închidem bucla de frecvență a inverterului prin calculatorul analogic prezentat în figura 3.2. iar bucla de reglare a turației să acționeze asupra comensii tensiunii de ieșire a inverterului obținem o schemă de reglare a turației la flux rotoric constant.

Schema bloc este prezentată în figura 3.3.

În felul acesta componentele curentului statoric după axele d-q sînt controlate prin cele două bucle. Componente după axa d- cea de magnetizare prin bucla de frecvență a inverterului iar componenta de cuplu  $i_{sq}$  prin bucla de turație. (continuare)

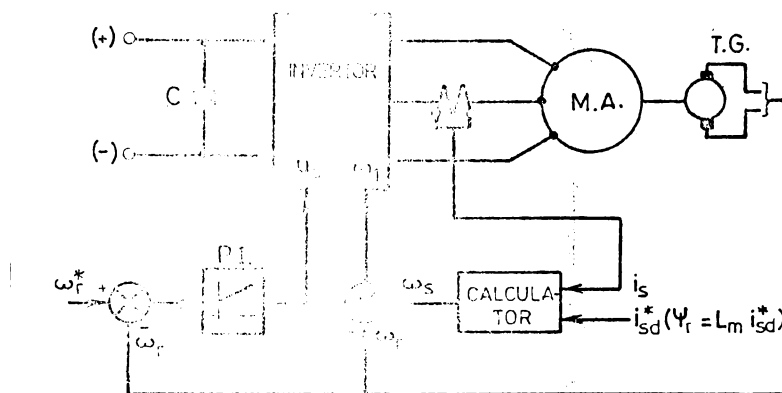


Fig.3.3. Bucla de viteză cu menținerea fluxului rotoric constant.

Expresia cuplului electromagnetic dată de relația (2.1.5.) impunînd condiția  $\psi_r = \text{constant}$ , conform relației (2.2.7.) devine:

$$\psi_{rd} = \psi_r \quad ; \quad \psi_{rq} = 0 \quad \neq$$

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \psi_r \cdot i_{sq} \quad * \quad (3.2.9.)$$

Dar din (2.2.10.) avem :

$$i_{sq} = \omega_s \cdot \frac{\psi_r}{L_m} \cdot T_r \cdot \psi \quad (3.2.10.)$$

Inlocuind relația(3.2.10.) în (3.2.9.) obținem:

$$n_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{\psi_r^2}{L_m} \cdot T_r \cdot \omega_s \quad (3.2.11.)$$

unde  $\omega_s = \omega_1 - \omega_r$

$$n_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{\psi_r^2}{L_m} \cdot T_r (\omega_1 - \omega_r) \quad (3.2.12.)$$

→

Cum prin sistemul de reglaj menținem pe  $\psi_r =$  constant dependența dintre cuplul electromagnetic și turație este liniară.

Caracteristicile mecanice ale mașinii asincrone astfel comandate sînt asemănătoare cu cele ale motorului de curent continuu cu excitație separată.

Prezintă avantajul liniarității est și al lipsei cuplului de răsturnare pste care mașină să nu mai poată fi încărcată. Lipsa cuplului de răsturnare rezultă din(3.2.12.).

Cuplul maxim al mașinii este de această dată limitat numai de curenții maximi admisibili ai motorului și ai convertizerului de frecvență.

Caracteristicile mecanice ale mașinii asincrone funcționînd la flux rotoric constant sînt prezentate în figura 3.4.

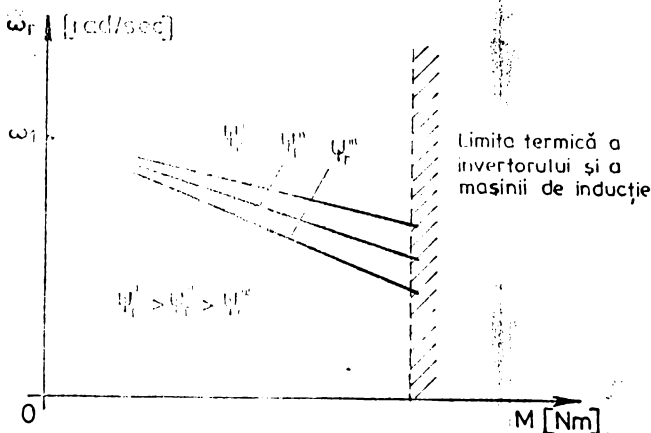


Fig.3.4. Caracteristicile mecanice ale mașinii de inducție funcționînd la flux rotoric constant

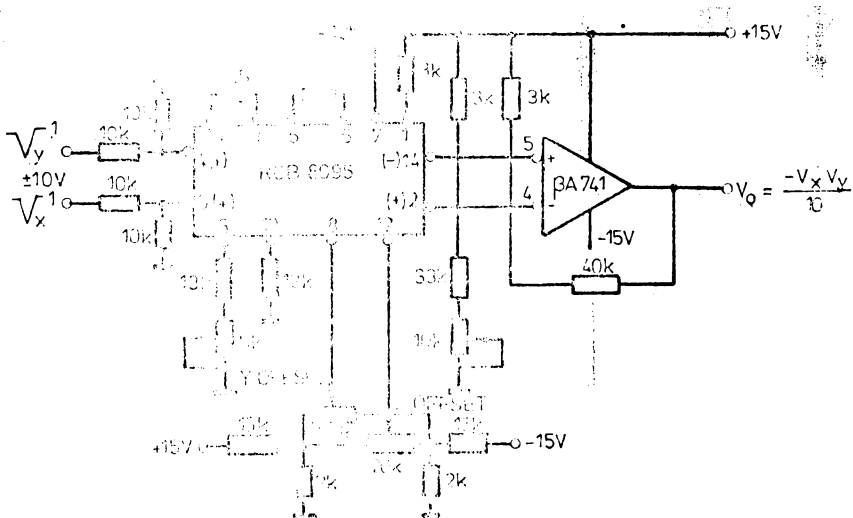
Dependența cuplului funcție de turație ridicată pe un motor asincron de tipul ASI 100 LS 28-4  $P_N = 3KW, 380/220V, n_N = 1.420 \text{rot/min.}$  cu menținerea fluxului rotoric constant, atît cele calculate cit și cele ridicate experimental sînt prezentate în capitolul 5.

Schema electrică a blocului de calcul este prezentată în figura 3.5.a, b, c.

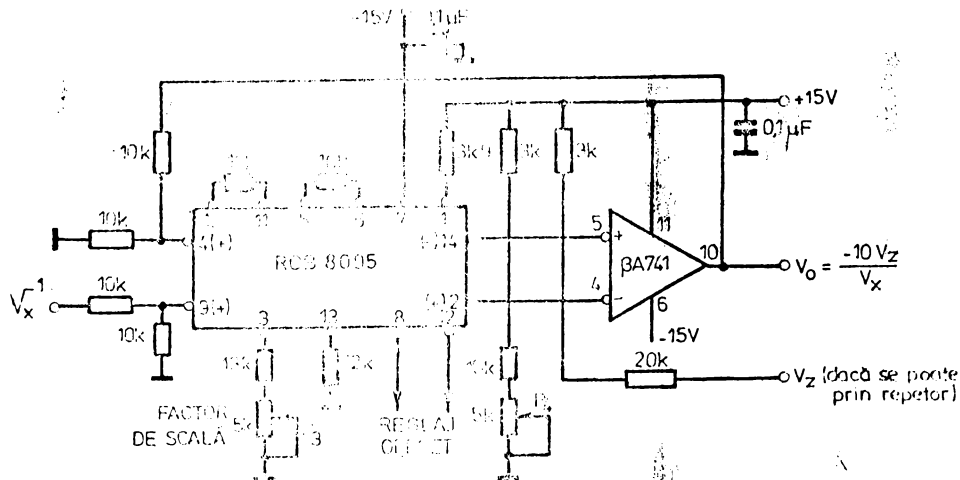
Figura 3.5. a prezintă schema de multiplicator analogic cu ROB 8095 și BA 741, figura 3.5. b conține circuitul de divizare iar figura 3.5.c circuitul de extragere a rădăcinii pătrare.

Circuitele de sumare și scădere din figura 3.3. sînt circuite clasice realizate cu amplificator operațional BA 741.

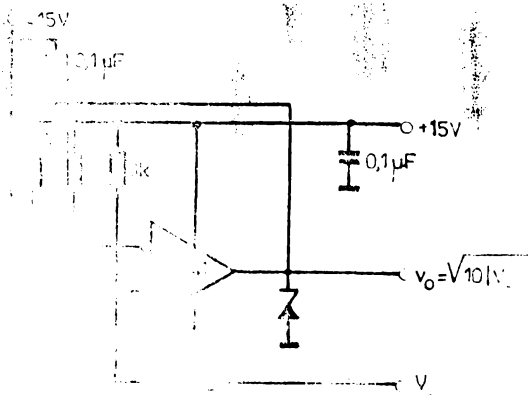
Cu aceste circuite de multiplicare, divizare și extractorul de radical [6] s-a realizat schema de calcul a pulsației alunecării din figura 3.3. impunînd fluxul rotoric constant.



a.



b.



a.

Fig.3.5. Schema electronică a multiplicatorului, divizorului și extractorului de radical.

### 3.3. Menținerea fluxului din întrefier constant

În acest caz fiind alegem axa d coliniară cu fluxul din întrefier pulsația alunecării și cuplul electromagnetic sînt date de relațiile (2.3.9.) și (2.3.16.).

$$\omega_s = \frac{i_{sq}}{T_r \cdot i_m - T_{rc} \cdot i_{sd}} \quad (3.3.1.)$$

și

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{\omega_s \cdot L_m^2 \cdot i_m^2 \cdot R_r}{R_r^2 + \omega_s^2 \cdot L_{rr}^2} \quad (3.3.2.)$$

Exprimăm componentele  $i_{sq}$  și  $i_{sd}$  funcție de curentul statoric, curentul de magnetizare și constantele rotorice (v. relația (2.3.3.) și figura 2.6.):

$$i_{sq} = \sqrt{i_s^2 - i_{sd}^2} = \sqrt{i_s^2 - (i_m + i_{rd})^2} \quad (3.3.3.)$$

și

$$i_{rd} = i_r \cdot \sin \varphi_2 = \frac{\omega_s^2 \cdot T_m \cdot T_{rc} \cdot i_m}{1 + \omega_s^2 \cdot T_{rc}^2} \quad (3.3.4.)$$

unde

$$T_m = \frac{L_m}{R_r}$$

Înlocuind aceste valori în relația (3.3.1.) se obține:

$$\omega_s = \frac{\sqrt{i_s^2 - (i_m + i_{rd})^2}}{T_m \cdot i_m - T_{rc} \cdot i_{rd}} \quad (3.3.5.)$$

$$\omega_s \left( T_m \cdot i_m - \frac{\omega_s^2 \cdot T_{rc}^2 \cdot T_m \cdot i_m}{1 + \omega_s^2 \cdot T_{rc}^2} \right) = \sqrt{i_s^2 - \left( i_m + \frac{\omega_s^2 \cdot T_{rc} \cdot T_m \cdot i_m}{1 + \omega_s^2 \cdot T_{rc}^2} \right)^2} \quad (3.3.6.)$$

Aducînd la același numitor și ridicînd la pătrat rezultă:

$$\omega_s^2 \cdot T_m^2 \cdot i_m^2 = i_s^2 \cdot (1 + \omega_s^2 \cdot T_{r0}^2) - i_m^2 \cdot \left[ (1 + \omega_s^2 \cdot T_{r0}^2) + \omega_s^2 \cdot T_{r0} \cdot T_m \right] \quad (3.3.7.)$$

Cum  $T_{r0} \ll T_m$  termenii care conțin pe  $T_{r0}$  la puterea a treia și a patra îi neglijăm.

$$\omega_s^2 \cdot T_m^2 \cdot i_m^2 = i_s^2 + 2\omega_s^2 \cdot T_{r0}^2 \cdot i_s^2 - i_m^2 - i_m^2 (2\omega_s^2 \cdot T_{r0}^2 + 2T_{r0} \cdot T_m \cdot \omega_s^2) \quad (3.3.8.)$$

$$\omega_s^2 \cdot \left[ T_m^2 \cdot i_m^2 + i_m^2 \cdot (2T_{r0}^2 + 2T_{r0} \cdot T_m) - 2T_{r0}^2 \cdot i_s^2 \right] = i_s^2 - i_m^2 \quad (3.3.9.)$$

$$\omega_s^2 \cdot \left\{ (T_m^2 + 2T_{r0} \cdot T_m + T_{r0}^2) \cdot i_m^2 - 2T_{r0}^2 \cdot i_s^2 \right\} = i_s^2 - i_m^2 \quad (3.3.10.)$$

Dar  $T_m + T_{r0} = T_r$

deci:

$$\omega_s^2 \left[ (T_r^2 + T_{r0}^2) \cdot i_m^2 - 2T_{r0}^2 \cdot i_s^2 \right] = i_s^2 - i_m^2 \quad (3.3.11.)$$

$$\omega_s = \sqrt{\frac{i_s^2 - i_m^2}{(\sqrt{T_r^2 + T_{r0}^2} \cdot i_m - T_{r0} \cdot \sqrt{2} \cdot i_s) (\sqrt{T_r^2 + T_{r0}^2} \cdot i_m + T_{r0} \cdot \sqrt{2} \cdot i_s)}} \quad (3.3.12.)$$

Dacă neglijăm constanta de timp de dispersie a rotorului față de constanta de timp rotorică ( $T_{r0} \ll T_r$ ) obținem:

$$\omega_s = \sqrt{\frac{(i_s - i_m)(i_s + i_m)}{(T_r \cdot i_m - T_{r0} \cdot \sqrt{2} \cdot i_s)(T_r \cdot i_m + T_{r0} \cdot \sqrt{2} \cdot i_s)}} \quad (3.3.13.)$$

Această pulsație a alunecării adunată la pulsația turajiei rotorului obținem pulsația frecvenței statorice

$$\omega_1 = \omega_r + \omega_s \quad \neq$$

In relația(3.3.13.) dacă se menține curentul de magnetizare  $i_m^*$  constant obținem pulsația alunecării la orice sarcină menținind fluxul din întrefier constant.

Implementarea in schema de comandă a frecvenței inverterului se face in felul următor:

- se impune un curent de magnetizare  $i_m^*$  respectiv un flux  $\Phi_m$ ;
- cu o schemă de detector de vîrf extragem modulul curentului statoric  $i_s$ .

Cu schema de calcul analogic prezentată in figura 3.6. se calculează pulsația alunecării conform relației(3.3.13.).

Această valoare se adaugă la pulsația rotorului și obținem pulsația frecvenței de ieșire a inverterului.

In schema din figura 3.6. s-au utilizat următoarele notații:

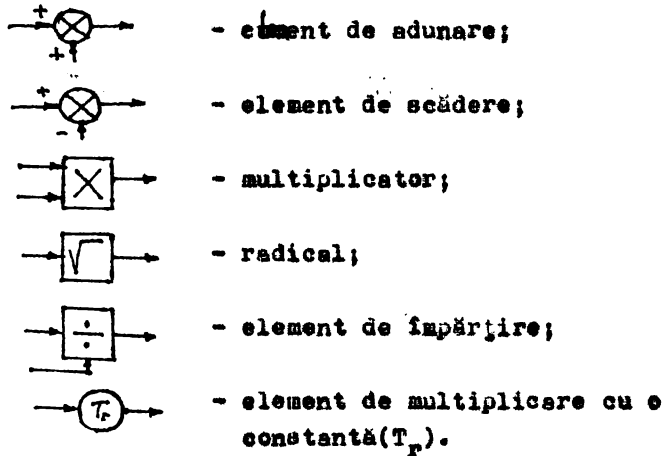


Fig.3.6. Schema bloc de calcul a lui  $\omega_s$  la menținerea lui  $\psi_m = \text{constant}$ .

Din relațiile din capitolul 2(2.3.19.) și(2.3.20.) rezultă că alunecarea de răsturnare scade cu creșterea frecvenței de alimentare iar cuplul critic depinde numai de curentul de magnetizare.

De remarcat la mașina de inducție că alunecarea la frecvențe sub cea nominală este mult mai mare decât în cazul funcționării la același cuplu rezistent la frecvența de 50 Hz, conform relației(2.3.19)

Această constatare conduce la concluzia că la frecvență redusă caracteristica mecanică devine mai puțin dură.

Se determină alunecarea la o frecvență scăzută menținând același cuplu și flux( $i_m = \text{constant}$ ).

Notăm cu  $\omega'$  și  $s'$  noua pulsație și alunecare corespunzătoare acestei frecvențe.

Din relația cuplului(2.3.16.) rezultă:

$$\frac{\omega_s}{R_r^2 + \omega_s^2 \cdot T_{r\sigma}^2} = \frac{\omega'_s}{R_r^2 + \omega'^2_s \cdot T_{r\sigma}^2} \quad (3.3.14.)$$

Notăm cu  $T_{r\sigma} = \frac{L_{r\sigma}}{R_r}$  - constanta de timp de dispersie a rotorului

$$\frac{\omega_s}{1 + \omega_s^2 \cdot T_{r\sigma}^2} = \frac{\omega'_s}{1 + \omega'^2_s \cdot T_{r\sigma}^2} \quad (3.3.15.)$$

Ordonăm după puterile lui  $\omega'_s$

$$\omega_s'^2 \cdot \omega_s \cdot T_{r\sigma}^2 - \omega'_s \cdot (1 + \omega_s^2 \cdot T_{r\sigma}^2) + \omega_s = 0 \quad (3.3.16.)$$

$$\omega'_s = \frac{(1 + \omega_s^2 \cdot T_{r\sigma}^2) \pm \sqrt{(1 + \omega_s^2 \cdot T_{r\sigma}^2)^2 - 4 \omega_s^2 \cdot T_{r\sigma}^2}}{2 \omega_s \cdot T_{r\sigma}^2} \quad (3.3.17.)$$

$$\omega'_s = \frac{(1 + \omega_s^2 \cdot T_{r\sigma}^2) \pm (1 - \omega_s^2 \cdot T_{r\sigma}^2)}{2 \omega_s \cdot T_{r\sigma}^2} \cdot \frac{1}{\omega_s \cdot T_{r\sigma}^2} \quad (3.3.18.)$$



Valoarea alunecării din(3.3.18.)rezultă:

$$\omega_s' = s' \cdot \omega_1' = \frac{1}{s \omega_1 \cdot T_r \sigma} \quad (3.3.19.)$$

de unde:

$$s' = \frac{1}{s \cdot \omega_1 \cdot \omega_1' \cdot T_r \sigma} \quad (3.3.20)$$

Corectitudinea schemei concepute de menținere a fluxului din întrefierul unei mașini de inducție(figura 3.6.) a fost verificată prin ridicarea caracteristicilor sale mecanice (figura 3.7.).

Caracteristicile ridicate sînt efectuate la două frecvențe statorice  $f_1 = 15$  Hz și  $f_1 = 25$  Hz, și doi curenți de magnetizare impuși  $i_m^* = 1,5$  A și  $i_m^* = 2,5$  A.

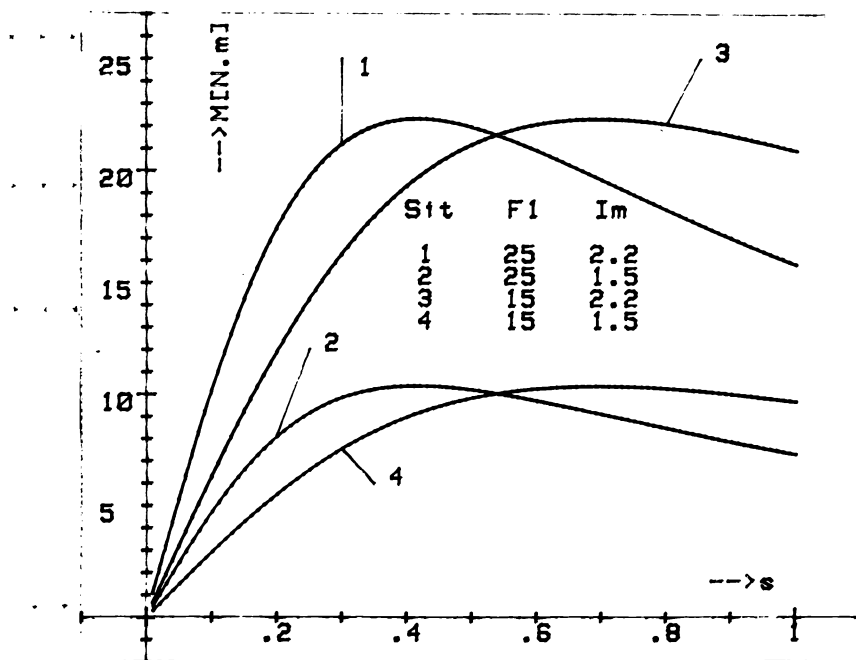


Fig.3.7. Caracteristicile mecanice cu menținerea fluxului din întrefier constant la o mașină de inducție.

Aceste caracteristici au fost calculate pe baza expresiilor stabilite(2.3.16.)și(2.3.20.),pentru o mașină de inducție de tipul ASI 100 LS 28-4  $F_N = 3$  KW; 380/220 V;  $n_N = 1.420$  rot./min.

Se observă că alurile curbilor ridicate cu ajutorul calculato-  
rului HP pe baza schemei concepute, corespund analizei prezentării  
grafice a formulelor (2.3.16) și (2.3.20).

### 3.4. Menținerea frecvenței rotorice constantă

Din capitolul 2 s-a dedus relația pulsației alunecării funcție  
de parametrul mașinii și a celor două componente a curentului stato-  
ric după axele  $d - q$ , relația (2.2.12).

$$\omega_s = \frac{1}{T_R} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (3.4.1.)$$

Din diagrama fazorială din figura 2.5., s-a notat unghiul dintre  
curentul statoric și axa  $d$  cu  $\theta_s$ .

Raportul între curentul care determină cuplul și cel de magneti-  
zare este tangenta unghiului  $\theta_s$ :

$$\operatorname{tg} \theta_s = \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (3.4.2.)$$

expresia care împreună cu (3.4.1.) conduce la relația:

$$\omega_s = \frac{1}{T_R} \cdot \operatorname{tg} \theta_s \quad (3.4.3.)$$

Dar  $\omega_s = 2\pi f_2$ , unde  $f_2$  este frecvența rotorică, deci:

$$\operatorname{tg} \theta_s = 2\pi f_2 \cdot T_R \quad (3.4.4.)$$

de unde rezultă că prin menținerea frecvenței rotorice constante se  
menține și unghiul  $\theta_s$  constant.

În acest caz la creșterea sarcinii crește atât componenta de  
cuplu cât și cea de magnetizare a curentului statoric.

Relația (2.2.17) din capitolul 2 exprimă cuplul electromagnetic  
în funcție de curentul statoric și unghiul  $\theta_s$ .

$$m_e = \frac{3}{4} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_s^2 \cdot \sin 2\theta_s \quad (3.4.5.)$$

Prin această metodă de menținere a lui  $f_2 = \text{constant}$ , respec-  
tiv  $\theta_s = \text{constant}$ , cuplul electromagnetic devine o funcție parabo-  
lică în raport cu curentul statoric. Această dependență este pre-  
zentată în figura 3.8., avînd ca parametrii frecvența rotorică  $f_2$ .

Fig.3.8. Dependența cuplului de curentul statoric cu menținerea lui  $f_2 = \text{constant}$

Tot în capitolul 2 relația (2.4.5.) exprimă dependența cuplului de tensiunea statorică, parametrii mașinii și alunecare.

$$M_e = \frac{n_1 R_r U_s^2}{s \Omega_1 \cdot \left[ (R_s + C_1 \frac{R_r}{s})^2 + (X_{sc} + C_1 X_{rc})^2 \right]} \quad (3.4.6.)$$

unde:

$$n_1 = \text{numărul de faze statorice și } \Omega_1 = \frac{\omega_1}{P}$$

Se notează cu  $L_c = L_{sc} + L_{rc}$  inductivitatea totală de scăpări iar alunecarea  $s$  o înlocuim cu raportul frecvențelor rotorice și statorice.

$$M_e = \frac{n_1 \cdot P \cdot R_r \cdot U_s^2}{2\pi f_2 \cdot \left[ (R_s + C_1 \cdot \frac{f_1}{f_2} \cdot R_r)^2 + 4\pi^2 f_1^2 \cdot L_c^2 \right]} \quad (3.4.7.)$$

Dar  $f_1 = nP + f_2$  și  $C_1 \approx 1$  -  $n$  fiind turajul rotorului.

$$M_e = \frac{n_1 \cdot P \cdot R_r \cdot U_s^2}{2\pi f_2 \cdot \left[ R_s^2 + \frac{2 \cdot R_s \cdot R_r}{f_2} (nP + f_2) + \left( \frac{R_r^2}{f_2^2} + 4\pi^2 L_c^2 \right) (nP + f_2)^2 \right]} \quad (3.4.8.)$$

Menținând pe  $f_2 = \text{constant}$  între cuplul electromagnetic și turajie se obține o dependență de formă hiperbolică.

Pentru un motor de inducție putem alege un  $f_2 \text{ max} = S_K \cdot f_1$  unde



Dacă această tensiune care reprezintă pe  $f_2$  se scade din tensiunea teogeneratorului frecvența de ieșire a inverterului este mai mică decât frecvența corespunzătoare turației rotorului și mașina se frînzază recuperativ în domeniul suprasincron.

Alura caracteristicii mecanice pentru o astfel de strategie este prezentată în figura 3.10.

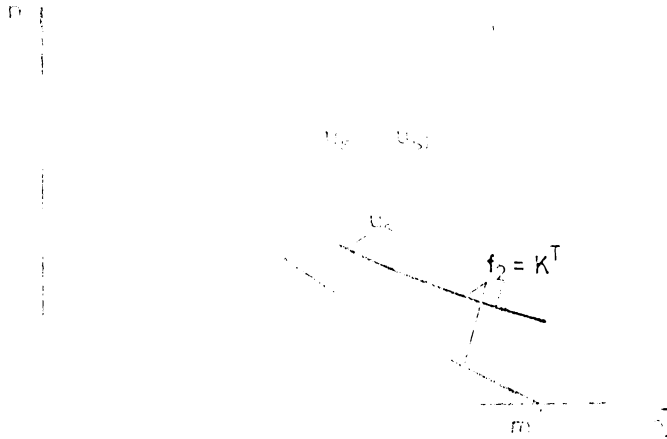


Fig.3.10. Caracteristică mecanică pentru  $f_2 = K^t$  și tensiunii statorice diferite

Din relațiile(3.4.8.) și(3.4.9.) cit și din caracteristicile mecanice din figura 3.10. se observă că mașina astfel comandată are cuplu de pornire(la  $n=0$  și  $S=1$ ) funcție de parametrii mașinii, frecvența  $f_2$  impusă și tensiunea aplicată statorului și nu are turație de sincronism.Prin scăderea cuplului rezistent mașina tinde să se ambaleze,ca o mașină de curent continuu excitație serie.

Schema electronică de realizare a buclei de menținere a frecvenței rotorice constante este prezentată în figura 3.11.

Comutatorul  $K_1$  realizează mersul sau frînarea la frecvență rotorică constantă. Frecvența rotorică pentru mers și frinare sînt prescrise din potențioarele  $P_1$  și  $P_2$ .

Comutatorul  $K_2$  realizează închiderea buclei de frecvență a inverterului sau comanda separată de la un potențiomtru.

Tensiunea dată de teogenerator cu tensiunea prescrisă pentru  $f_2$  sînt adunata cu circuitul sumator realizat cu amplificatorul operațional A.O. Ieșirea este trecută printr-un etaj repeter pe emitor format din transistorul  $T_1$  și divizorul  $R_1, R_2$  și  $P_3$ , care

fixează frecvența minimă a inverterului atât în regim de mers  
cît și în regim de frinare.

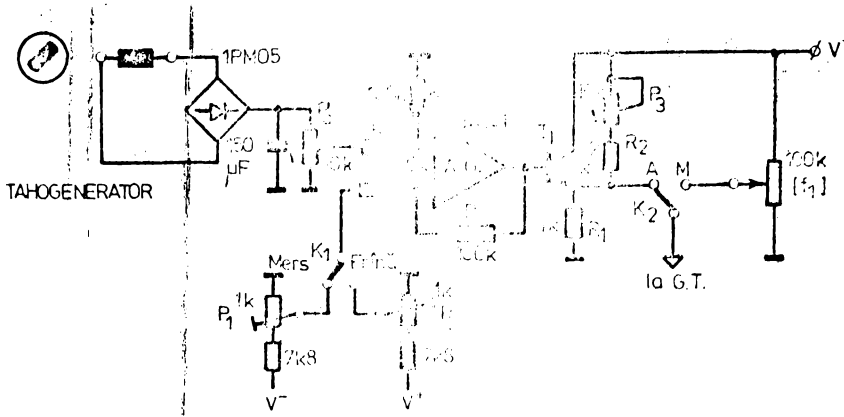


Fig.3.11.Schema electronică de realizare a mersului și  
frinării la  $f_2 = \text{constant}$ .

### 3.5. Concluzii

Pe lângă metodele prezentate în lucrare mai sînt și alte metode dintre care aș aminti cele de reglare cu orientare după cîmp [5,6,7,25,30,38,46,72,89] .

Metodele prezentate în lucrare se realizează cu scheme de comandă mai simple obținindu-se în același timp performanțe în regim staționar ca și la cele cu orientare după cîmp.

Pentru regimul dinamic, acționarea avînd o inerție mare nu se necesită sistem de răspuns rapid (cum este cel al orientării după cîmp) rezultate foarte bune obținindu-se și cu scheme propuse.

De la sistemul prezentat în lucrare (menținerea fluxului rotoric constant) se poate trece relativ ușor la metoda de reglare cu orientare după cîmp aplicîndu matricea de rotație inversă trecerea de la  $d, q$  - la  $\alpha, \beta$  iar apoi din  $\alpha, \beta$  în A, B, C.

## Capitolul 4. SISTEMUL DE CONTROL AL INVERTORULUI DE TENSIUNE PENTRU TRACȚIUNE ELECTRICĂ

### 4.1. Invertorul cu circuit comun de stingere

Invertoarele cu elemente statice de putere sînt componentele de bază ale convertizoarelor statice de frecvență în conversia energiei pentru alimentarea acționărilor cu turație reglabilă cu motoare asincrone.

Convertizoarele de frecvență pot fi de tipul:

- curent alternativ -curent alternativ;
- curent continuu - curent alternativ.

Dacă la primul tip de convertizare,redresorul convertizerului nu este reglabil atunci stit modificarea frecvenței cit și a tensiunii de ieșire se face din inverter.

Dacă redresorul convertizerului este reglabil atunci din inverter se realizează modificarea frecvenței iar cu redresorul comandat modificarea tensiunii de ieșire.

Cu al doilea tip,curent continuu-curent alternativ inverterul are funcția de a produce o tensiune de ieșire de frecvență și amplitudine variabilă.

Acest sistem de alimentare,este modul tipic de alimentare în tracțiunea urbană.

Capacitatea unui inverter de a putea prelua și posibilitatea reglării tensiunii sale de ieșire,în afara reglării frecvenței de ieșire,este unul dintre criteriile de calitate.

Pentru acționarea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit s-a ales un inverter de tensiune cu circuit de stingere comun (de grup).Rețeaua de alimentare este în curent continuu.

Un astfel de inverter permite stingerea tiristoarelor inverterului,la momentele dorite,ceea ce face posibilă o reglare a tensiunii de ieșire a inverterului prin împărțirea timpului afectat conducției tiristoarelor sale într-o succesiune de conducții urmate de pauze,raportul dintre timpul de conducție și timpul de pauză determinînd mărimea tensiunii de ieșire a inverterului.

Spre deosebire de invertoarele care funcționează pe principiul modulării în durată a impulsurilor,la care fiecare tiristor principal îi este atașat circuitul său de stingere,comandat sau nu printr-un tiristor auxiliar de stingere,la invertoarele cu circuit comun de stingere,puntea trifazată care constituie partea de feră a

invertorului este completată cu un circuit de stingere comun, intercalat între sursa de curent continuu și puntea propriu-zisă.

Convertizoarele statice de frecvență care conțin acest tip de invertor cu circuit comun de stingere sînt de tipul cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă, ca și în cazul folosirii modulației în durată a impulsurilor.

Circuitul de stingere comun trebuie să îndeplinească câteva condiții necesare îndeplinirii funcției sale și anume:

- să producă o tensiune inversă pe tiristorul de stins, un interval de timp suficient de mare pentru asigurarea timpului de refacere a joncțiunii sale de blocare;
- să asigure reîncărcarea condensatorului de stingere în vederea următoarei comenzi de stingere;
- să limiteze viteza de creștere a tensiunii directe reaplicate după stingerea completă a tiristorului de stins, conform cu datele de catalog a elementelor folosite.

Cerințele impuse circuitului de stingere.

Fiind un circuit oscilant LC, cu oscilația comandată de tiristoarele auxiliare, să funcționeze direct de la sursa de curent continuu cu excepția situațiilor care impun necesitatea unei surse auxiliare.

Elementele semiconductoare folosite să posede o rezervă de tensiune inversă suficientă.

Elementele pasive L și C să nu atingă valori greu de realizat tehnic.

Tiristoarele din circuitul de stingere trebuie să fie tiristoare rapide întrucît frecvența de oscilație a circuitului de stingere este de trei ori frecvența de ieșire a invertorului.

În figura 4.1. este prezentată schema de forță a unui invertor trifazat cu circuit comun de stingere.

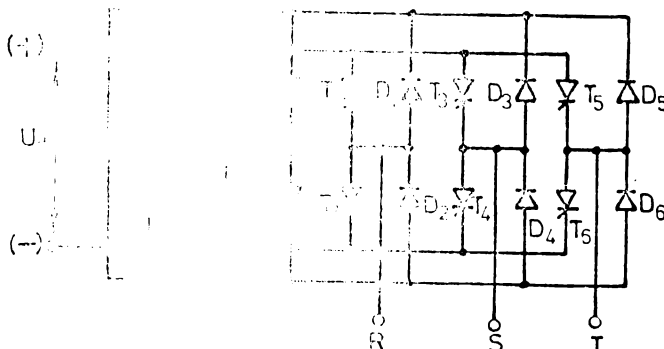


Fig.4.1. Schema de forță a invertorului de tensiune



Circuitul de comutație la acest invertor este format din patru tiristoare  $T_7, T_8, T_9$  și  $T_{10}$  condensatorul de stingere  $C_K$  și două inductanțe  $L_K$ . Diodele de recuperare ale invertorului  $D_1 \dots D_6$  sînt conectate direct la plusul și minusul sursei de alimentare.

Circuitul de stingere funcționează în felul următor: se comandă succesiv două câte două tiristoare de stingere  $T_7$  cu  $T_{10}$  și  $T_8$  cu  $T_9$ . Deoarece polaritatea condensatorului se inversează după fiecare proces de stingere ramurile superioare și inferioare ale invertorului vor fi stinse în mod alternativ.

Încărcarea și descărcarea condensatorului de stingere se face de la plusul sursei, inductivitate de comutație  $L_K$  tiristoarele auxiliare la minusul sursei.

Ecuațiile tensiunii și curentului condensatorului la timpul "t" sînt de forma:

$$\begin{aligned} U_c &= U_d - (U_d - U_{c0}) \cdot \cos \omega t + \omega L_K I_0 \cdot \sin \omega t \\ i_c &= \omega C (U_d - U_{c0}) \sin \omega t + I_0 \cos \omega t \end{aligned} \quad (4.1.)$$

unde:

$U_d$  este tensiunea sursei ;  $U_{c0}$  - tensiunea cu care a fost încărcat inițial condensatorul în secvența anterioară;  $I_0$  - curentul inițial care parcurge inductanța  $L_K$  iar  $\omega$  este pulsația circuitului oscilant serie.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_K \cdot C_K}} \quad (4.2.)$$

Încărcarea completă are loc după timpul:

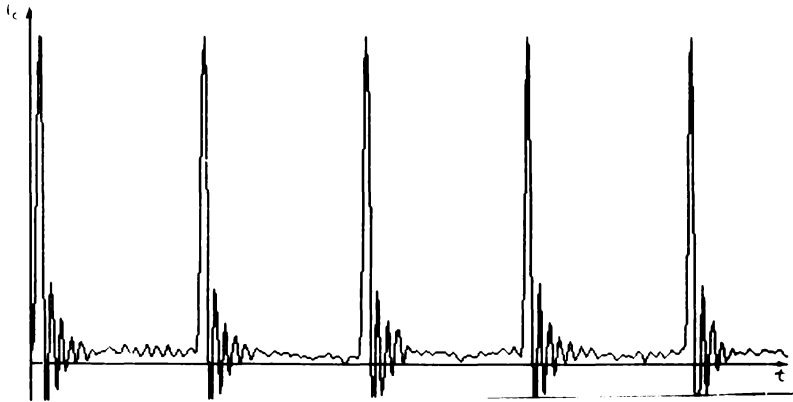
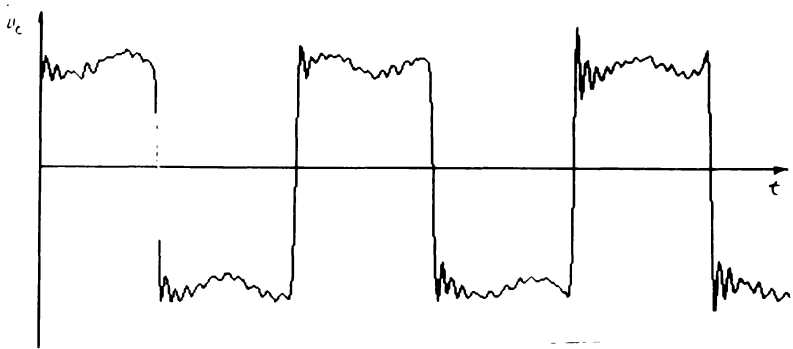
$$t = \frac{\pi}{\omega} = \pi \cdot \sqrt{L_K \cdot C_K} \quad (4.3.)$$

La fiecare comutare tensiunea pe condensator își schimbă polaritatea de la  $+2U_d$  la  $-2U_d$ , iar curentul de vîrf prin condensatorul de stingere este:

$$I_{cmax} = 2U_d \cdot \sqrt{\frac{C_K}{L_K}}$$

Dimensionarea tiristoarelor de stingere este obligatoriu a fi făcută ținînd cont de acest curent de vîrf și de frecvența sa de repetiție.

Variația tensiunii pe condensatorul de stingere și curentul prin el sînt prezentate în figura 4.2.



**Fig.4.2. Variația tensiunii și a curentului condensatorului de stingere**

Conducția fiecărui tiristor al punții este de  $180^\circ$ . Tiristorele în conducție trebuie să se stingă în timpul cât tensiunea la bornele punții inverterului se inversează datorită comandării circuitului de stingere.

Acest timp trebuie să fie mai mare decât timpul de revenire al

tiristoarelor

$$\frac{\pi \cdot \sqrt{I_K \cdot C_K}}{2} > t_g \quad (4.4.)$$

În momentul blocării tiristoarelor, curentul reactiv al sarcinii (al motorului asincron), va circula prin diodele de recuperare.

Datorită progresului din domeniul electronicii de putere - tiristoare cu stingere pe poartă, tranzistoarele bipolare de putere și tranzistoarele MOS de putere, se pot realiza invertoare cu partea de forță mult simplificată lipsind circuitele de stingere cît și simplificate în partea de comandă.

Aceste componente se pretează în schemele de modulație în durată, frecvența purtătoare la tiristoarele cu stingere pe poartă fiind mai mare de 1 KHz, la tranzistoarele de putere de 5 KHz, iar la tiristoarele MOS peste 20 KHz.

Din cauza acestei frecvențe ridicate, filtrul din circuitul intermediar poate fi mai redus decît în cazul unui inverter cu tiristoare clasice.

#### 4.2. Descrierea părții de comandă a inverterului

Partea de comandă realizează sistemul trifazat de impulsuri cu comanția tiristoarelor principale pe interval de 180°, impulsurile pentru circuitul de stingere și reglarea tensiunii de ieșire a inverterului.

Comanda este formată din următoarele blocuri:

- 1.- convertor tensiune-frecvență;
- 2.- numărător și matricea de decodare;
- 3.- blocul de reglare a tensiunii de ieșire a inverterului;
- 4.- circuitul de comandă a tiristoarelor de stingere;
- 5.- circuitul de comandă a tiristoarelor principale;
- 6.- blocul de inversare a sensului de mers.

Schema bloc a comenzii inverterului este prezentată în figura 4.3.

Descrierea părților componente ale comenzii inverterului este făcută în cele ce urmează.

##### 4.2.1. Convertorul tensiune-frecvență (generatorul de tact)

Este constituit dintr-un circuit stabil comandat în tensiune. Pentru obținerea unei perioade sînt necesare 18 impulsuri ale generatorului de tact.

Modificarea frecvenței tensiunii de alimentare a motorului se

face în limitele  $2 \div 65$  Hz.

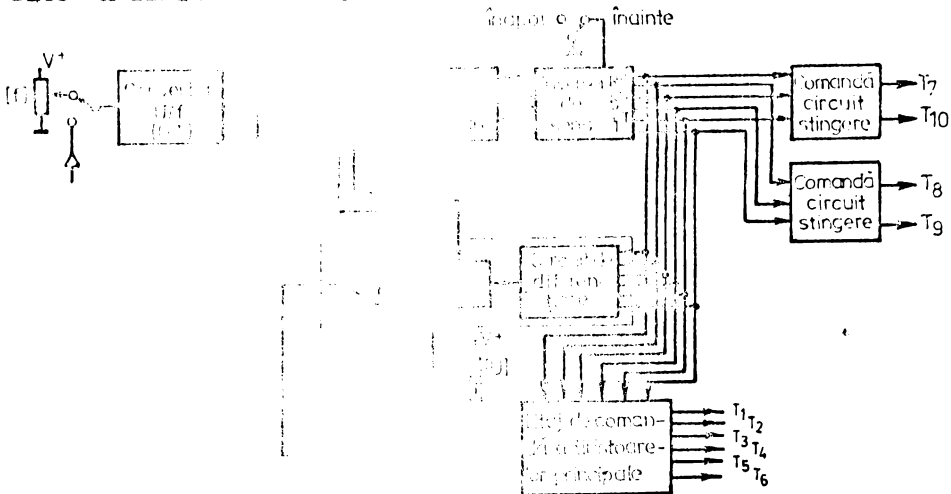


Fig.4.3. Schema bloc a comenzii inverterului

Deci frecvența convertorului trebuie să se modifice în limitele  $18f_{\min} \div 18f_{\max}$ , adică  $36 \div 1170$  Hz.

Schema convertorului este prezentată în figura 4.4.

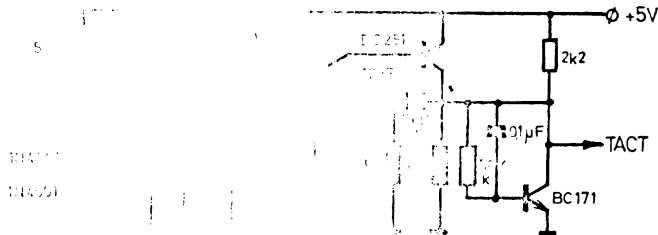


Fig.4.4. Schema convertorului tensiune-frecvență

Dependența dintre tensiunea de comandă și frecvența impulsurilor de ieșire este liniară. Variația tensiunii de comandă pentru acoperirea plajei de frecvență a inverterului este de la 0,5V la 4,8V.

Caracteristica  $f_{ieșire} = f(U_{com})$  este prezentată în figura 4.5. Ea a fost ridicată experimental pe blocul de comandă a inverterului.

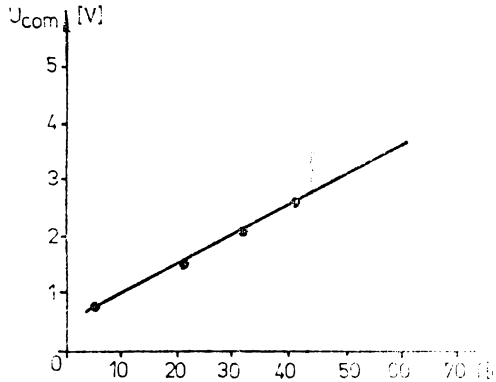


Fig.4.5. Caracteristica  $f=f(U_{com})$  a convertorului tensiune-frecvență.

#### 4.2.2. Numărătorul și matricea de decodare

Impulsurile generatorului de tact sînt aduse la un numărător format din două circuite integrate CDB 493 care numără pînă la 18 impulsuri după care este atacat "RESET"ul și începe numărătoarea de la început. Lățimea unui impuls corespunde la  $10^6$ . Ieșirile celor două integrate  $Q_A, Q_B, Q_C, Q_D$  și  $Q'_A$  sînt aduse la matricea de decodare. Schema numărătorului este prezentată în figura 4.6, iar schema matricei de decodare în figura 4.7.

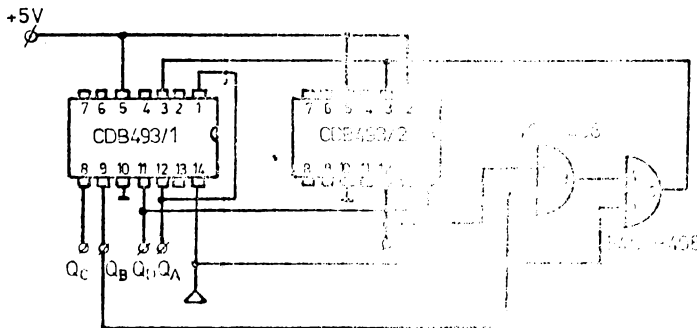


Fig.4.6. Schema numărătorului

Matricea de decodare comandă bistabilul de comandă a tiristecrelor fazei R basculînd la primul impuls al generatorului de tact obținîndu-se  $Q = 1$  și  $\bar{Q} = 0$ , iar la al doilea impuls ieșirile sînt

comutate  $Q = 0$  și  $\bar{Q} = 1$ .

Al unsprezecelea impuls, care este de fapt și primul impuls al noului ciclu de numărare, aduce la zero ieșirile numărătoarelor și ciclul de decodificare începe de la început.

Bistabilul de comandă a tiristoarelor fazei S este basculat la al șaptelea impuls obținând  $Q=1$  și  $\bar{Q}=0$  iar rebascularea se face la impulsul al șaisprezecelea. Bistabilul de comandă a tiristoarelor fazei T este basculat la impulsul al treisprezecelea și rebasculat la impulsul al patrulea.

În felul acesta se obține comanda tiristoarelor principale ale invertoarelor pe o durată de  $180^\circ$  și decalată între ele cu  $120^\circ$ .

Momentele de comutare au loc de șase ori într-o perioadă, adică din  $60^\circ$  în  $60^\circ$ .

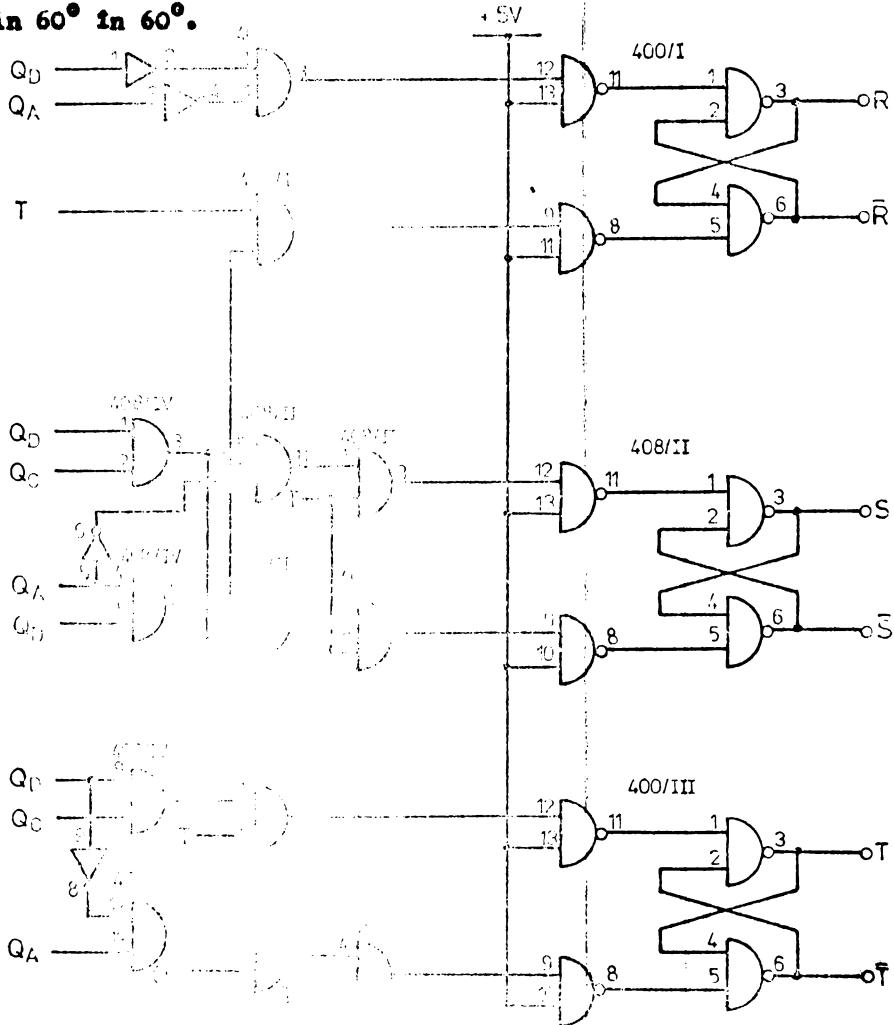


Fig. 4.7. Schema matricei de decodare

Intr-o semiperioadă tensiunea de ieșire a inverterului este Cheppată de trei ori, deci pe fiecare interval de  $60^\circ$ .

Modificând factorul de umplere se modifică și tensiunea de ieșire a inverterului.

Cum cele două circuite, a frecvenței de ieșire și tensiunea de ieșire pot fi comandate separat, pentru a nu apărea situația ca durata de întirziere dată de monostabilul de reglare a tensiunii să fie mai mare decât durata în timp a porțiunii de  $60^\circ$  pe care se face Chepparea la o creștere a frecvenței de ieșire, s-a introdus un al doilea circuit de numărare cu o matrice de decodare care descarcă condensatorul monostabilului pe ultimul interval de  $10^\circ$  din cei  $60^\circ$  (durata dintre impulsul al treilea și primul din noul ciclu de numărare).

Al doilea circuit de numărare prezentat în figura 4.8. numără trei impulsuri de tact după care este atacat "RESET"-ul.

Diagrama de impulsuri este prezentat în figura 4.9.

Impulsurile de sincronizare se obțin prin diferențierea și selecția impulsurilor pozitive a ieșirilor bistabililor de comandă a tiristoarelor principale ale inverterului.

Deci modificarea unghiului de întirziere  $\alpha$  se face între 0 și  $-\frac{5\pi}{18}$ , intervalul de Cheppare este de  $0 \div \pi/3$ .

#### 4.2.5. Monostabilul de modificare a tensiunii de ieșire a inverterului.

Alimentarea inverterului se face de la o sursă de curent continuu cu tensiune fixă.

Obținerea unei tensiuni reglabile se face prin Chepparea pe intervale de  $60^\circ$  a fiecărei semiperioade a tensiunii de ieșire a inverterului și modificarea factorului de umplere.

Această modificare a factorului de umplere se face cu ajutorul unui circuit basculant-monostabil comandat în tensiune. Declanșarea monostabilului se face pe frontul pozitiv a impulsurilor de comandă a tiristoarelor principale a inverterului notate cu R,  $\bar{R}$ , S,  $\bar{S}$ , T și  $\bar{T}$ .

Impulsurile de la ieșirea monostabilului sînt inversate și apoi aduse la intrarea a șase porți "SI" de tipul CDB 408 din figura 4.13.

Pe cea de a doua intrare a porțiilor "SI" sînt aduse semnalele de la ieșirea din matricea de decodare, -impulsurile de comandă a tiristoarelor principale. Semnalul de comandă al tiristoarelor principale este cel din figura 4.10.

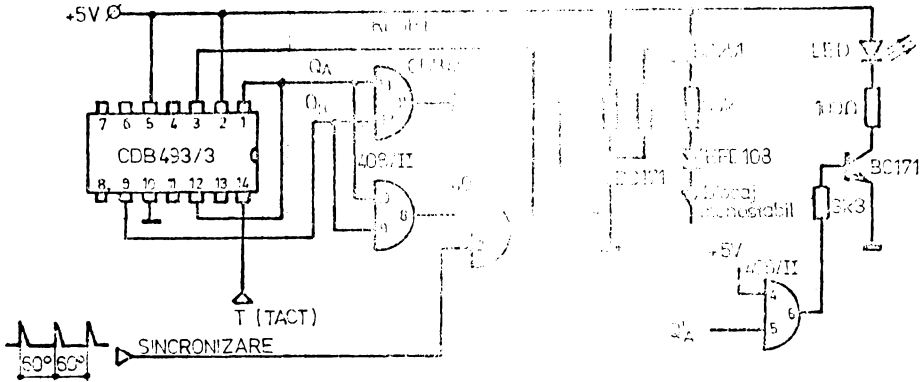


Fig.4.8. Schema numărătorului de blocare a monostabilului de reglare a tensiunii

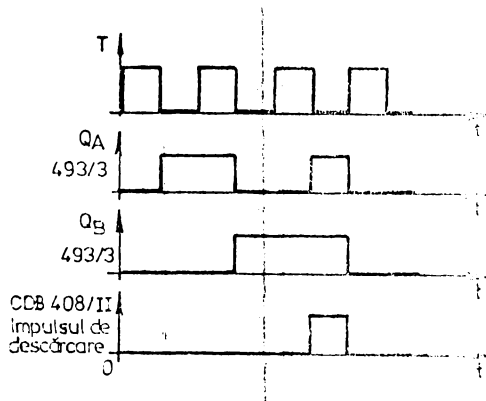
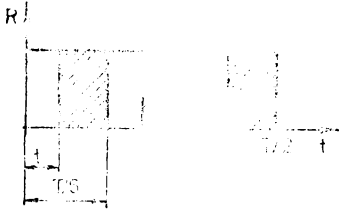


Fig.4.9. Diagrama de impulsuri de limitare a monostabilului de control a tensiunii

Factorul de umplere este:

$$a = \frac{T/6 - t}{T/6} = 1 - \frac{t}{T/6} \quad (4.2.1.)$$





$$\text{Dar } T = \frac{1}{f}$$

unde  $f$  este frecvența de ieșire a invertorului.

Fig.4.10. Impulsurile de comandă a tiristoarelor principale cu modificarea factorului de umplere

Cum la monostabilul de reglare a tensiunii descărcarea condensatorului se face la curent constant timpul  $t$  de exprimă astfel:

$$t = \frac{V^+}{V_{com}^-} \cdot RC \quad (4.2.2.)$$

unde:

$V^+$  - tensiunea sursei de alimentare a C.B.M.

$V_{com}^-$  - tensiunea de comandă,

$C$  - condensatorul monostabilului,

$R$  - rezistența din emitorul generatorului de curent constant.

Notăm cu  $Z = R.C$ .

Cu acestea factorul de umplere devine:

$$a = 1 - 6f \cdot \frac{V^+}{V^+ - V_{com}^-} \cdot Z \quad (4.2.3.)$$

Schema monostabilului este prezentată în figura 4.11.

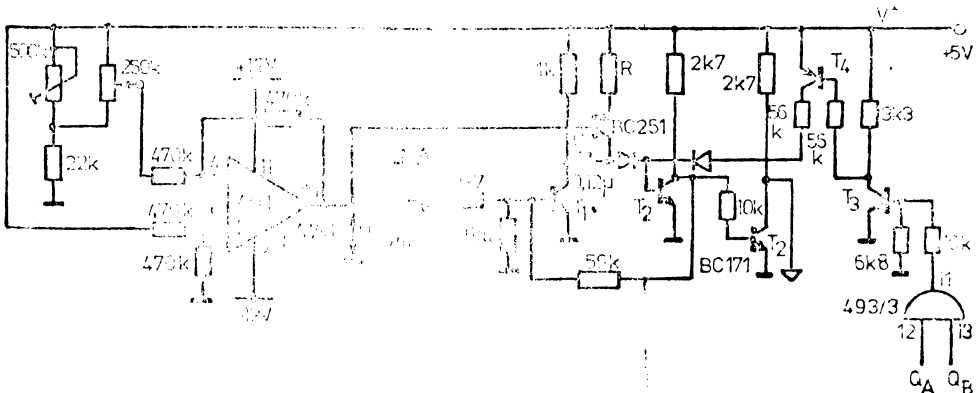


Fig.4.11. Schema monostabilului de modificare a tensiunii de ieșire

Comanda sursei de curent constant formată din rezistența  $R$  și tranzistorul  $T_5$  se face cu ajutorul amplificatorului operațional AOI (figura 4.11.). Prin prezența AOI, la tensiune de comandă mică avem tensiunea de ieșire a invertoarelor mici.

Diagrama de impulsuri în circuitele de comandă cu modulare în durată este prezentată în figura 4.12. iar schema bloc de reglare a tensiunii este prezentată în figura 4.13. descrisă mai jos.

Tensiunea de comandă a monostabilului de reglare a tensiunii este între  $0,5 \div 4,6$  V.

În schema bloc din figura 4.13. este prezentat modul de modificare a tensiunii de ieșire a invertoarelor.

Impulsurile TTL rezultate de la matricea de decodare (figura 4.7.) și care definesc intervalele de conducție a tiristoarelor fazelor pe o lățime de  $180^\circ$  sînt diferențiate și declanșează la impulsul pozitiv monostabilul de modificare a tensiunii de ieșire a invertoarelor.

Ieșirea monostabilului este trecută printr-un etaj inversor și apoi atacate intrările a 6 porți "SI" împreună cu impulsurile de comandă a tiristoarelor principale montate cu  $R, \bar{R}, S, \bar{S}, T$  și  $\bar{T}$ .

În funcție de tensiunea de comandă, monostabilul modifică factorul de umplere astfel că fiecare tiristor conduce pe un interval de  $180^\circ$  de trei ori cu pauze reglate de acest monostabil.

Ieșirea porților "SI" atacă intrarea amplificatorului de ieșire.

Tot cu impulsurile pozitive rezultate de la circuitele de diferențiere ale semnalelor  $R, \bar{R}, S, \bar{S}, T$  și  $\bar{T}$  sînt acționate amplificatoarele de ieșire ale tiristoarelor din grupul de stingere.

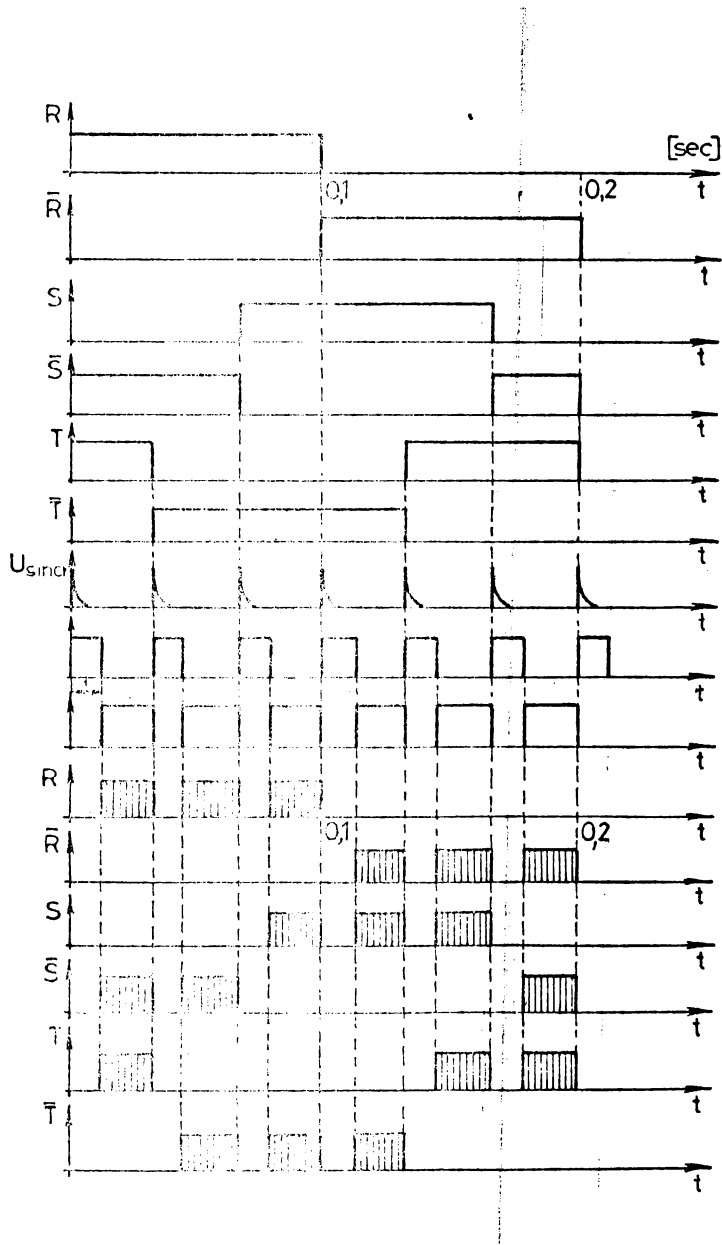


Fig.4.12. Diagrama de impulsuri pentru reglarea tensiunii de ieșire a invertorului.

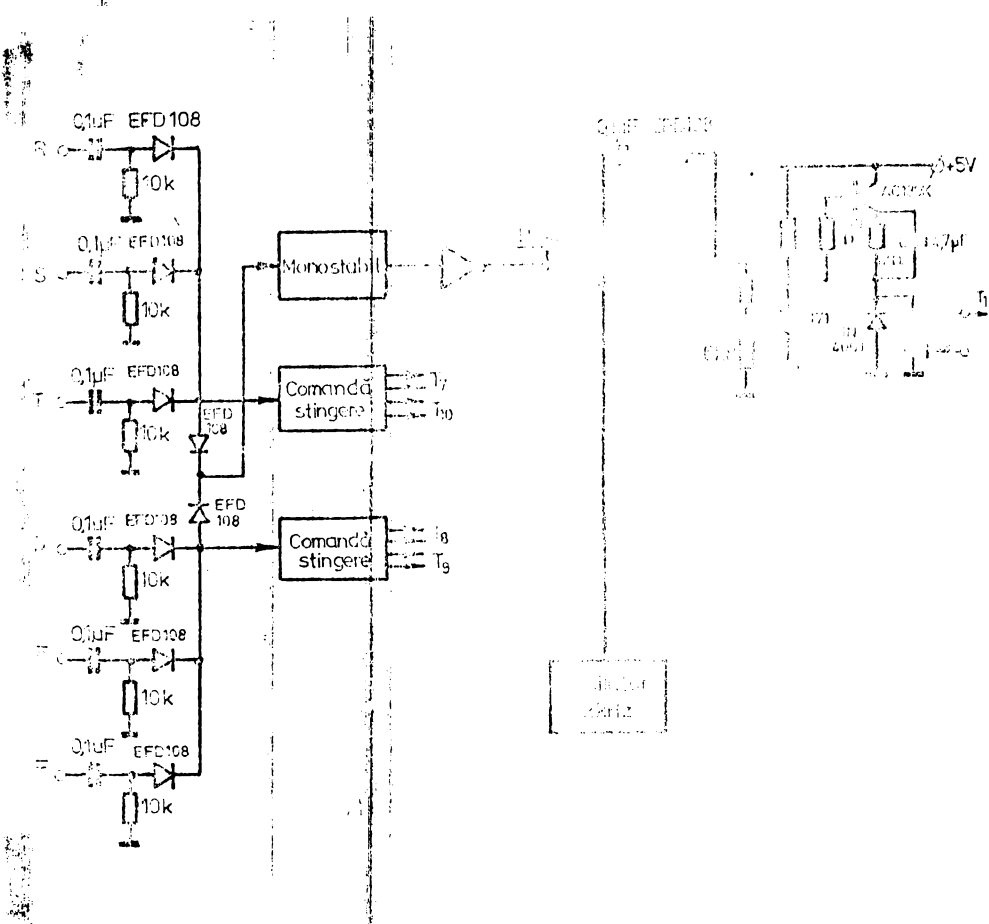


Fig.4.13. Schema bloc de reglare a tensiunii

#### 4.2.4. Circuitele de comandă ale tiristoarelor din grupa de stingere

Tiristoarele  $T_7, T_{10}$  și  $T_8, T_9$  sînt cuplate alternativ încărcînd condensatorul  $C_k$  cu polaritatea corespunzătoare. Schema electronică a circuitelor de stingere este prezentată în figura 4.15.

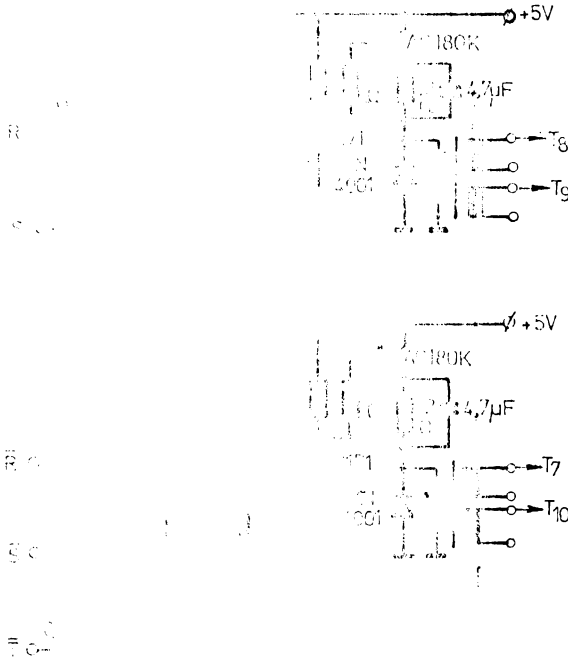


Fig.4.15. Schema de comandă a grupului de stingere

Semnalele  $R, S, T, \bar{R}, \bar{S},$  și  $\bar{T}$  semnalele de comandă a tiristoarelor principale ale invertoarelor sînt diferențiate și selectate impulsurile pozitive.

Impulsurile  $R, S$  și  $T$  diferențiate acționează tiristoarele  $T_8$  și  $T_9$  iar  $\bar{R}, \bar{S}$  și  $\bar{T}$  tiristoarele  $T_7$  și  $T_{10}$  din grupul de stingere.

#### 4.2.5. Circuitele de comandă ale tiristoarelor principale

Schema de comandă a tiristoarelor principale ale invertoarelor este prezentată în figura 4.16.

Impulsurile date de matricea de decodare de lățime  $180^\circ$  este cheppat pe fiecare interval de  $60^\circ$ . Modificarea factorului de umplere se face cu ajutorul monestabilului de reglare a tensiunii prezentat în 4.2.3.

Cum sarcina are un caracter inductiv pe partea tiristoarelor

se aplică un tren de impulsuri pe intervalele de  $\pi/3 - \alpha$ ,  $\alpha$  fiind unghiul de întârziere dat de monostabil.

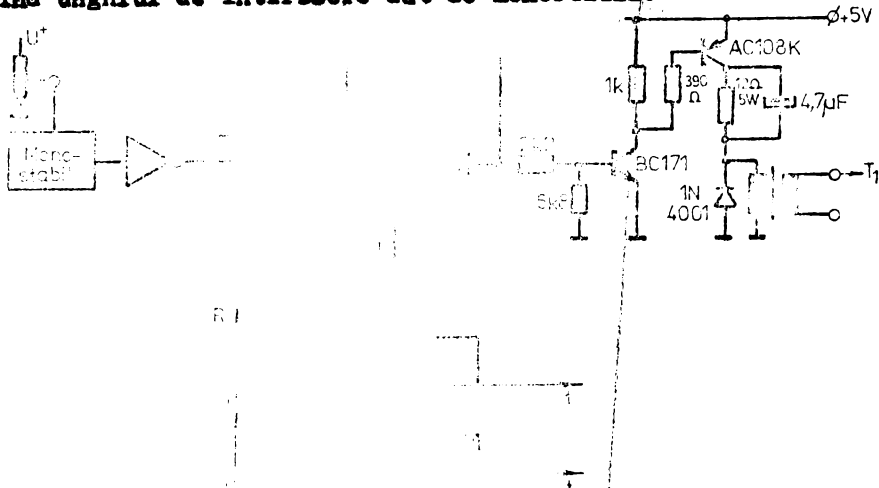


Fig. 4.16. Schema de comandă a tiristoarelor principale

Obținerea trenului de impulsuri se realizează cu ajutorul unui oscilator (circuit basculant astabil/cu frecvența de 2KHz.

#### 4.2.6. Inversarea sensului de mers

Pentru a nu folosi un inversor cu contactoare, inversarea sensului de mers se face electronic. Acest lucru se face prin schimbarea între ele a semnalelor  $\bar{S}$  cu  $T$  și  $\bar{T}$  cu  $\bar{S}$ .

Circuitele electronice de schimbare a sensului de mers se plasează între matricea de decodare și circuitele de comandă ale tiristoarelor principale ale inverterului.

Schema de inversare a sensului de mers este prezentată în figura 4.17.

Prin comutarea întrerupătorului  $X$  de pe un sens de mers pe vechiul sens se validează porțile  $P_1, P_3, P_5, P_7$  sau porțile  $P_2, P_4, P_6$  și  $P_8$ .

#### 4.3. Calculul valorii efective a tensiunii de ieșire a inverterului

Variația tensiunii pe fază, între faze în funcție de semnalele de comandă pe partea tiristoarelor este dată în figura 4.18.

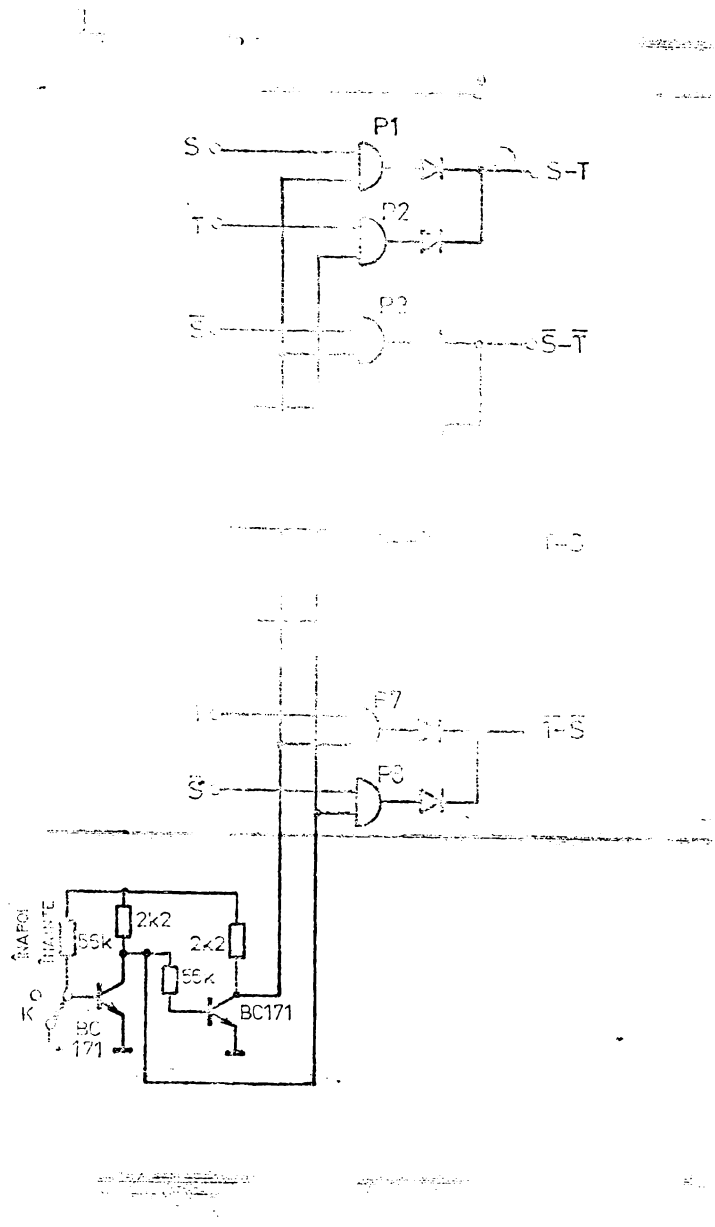


Fig.4.17. Schema de inversare a censului de mers

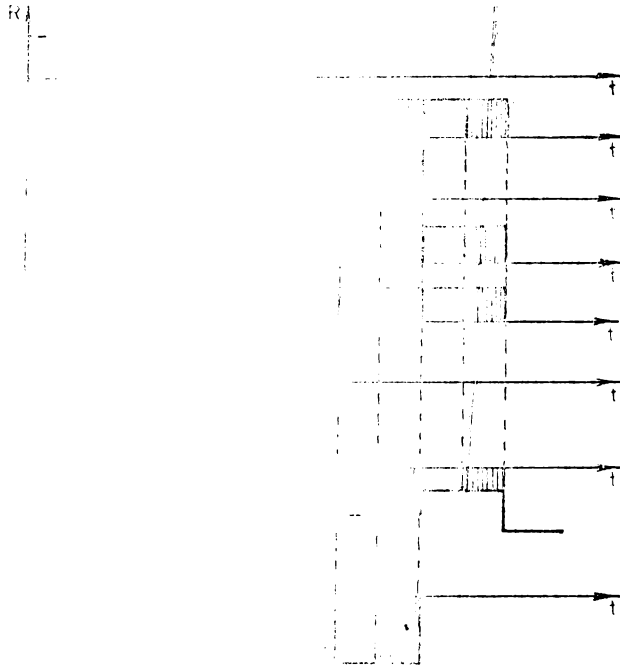


Fig.4.18. Variația tensiunii de fază și înălțimită la ieșirea inverterului

Porțiunile hașurate sînt intervale în care porțile tiristoarelor primesc semnal de comandă. Deasemeni este reprezentată tensiunea pe fază  $U_R$  și tensiunea înălțuită  $U_{RS}$  în funcție de unghiul de întârziere .

Calculul valorii efective a tensiunii pe fază.

Valoarea efectivă a tensiunii pe fază se calculează cu relația:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U^2 d(\omega t)} \quad (4.3.1.)$$

unde T este perioada iar U valoarea momentană.

Alegem sistemul de axe de coordonate ca în figura 4.19.

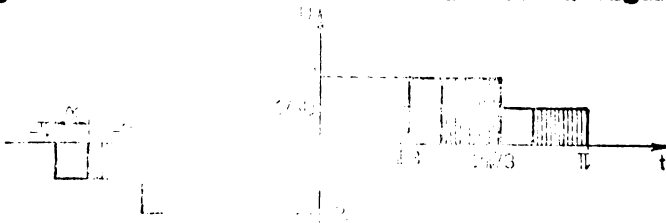


Fig.4.19. Tensiunea de fază modulată în durată



Tensiunea momentană pe fază are următoarele valori:

$$-\pi + \alpha < \omega \cdot t < -\frac{2\pi}{3} \quad U = -\frac{1}{3} U_d$$

$$-\frac{2\pi}{3} + \alpha < \omega \cdot t < -\frac{\pi}{3} \quad U = -\frac{2}{3} U_d$$

$$-\frac{\pi}{3} + \alpha < \omega \cdot t < 0 \quad U = -\frac{1}{3} U_d$$

$$\alpha < \omega \cdot t < \frac{\pi}{3} \quad U = \frac{1}{3} U_d$$

$$\frac{\pi}{3} + \alpha < \omega \cdot t < \frac{2\pi}{3} \quad U = \frac{2}{3} U_d$$

$$\frac{2\pi}{3} + \alpha < \omega \cdot t < \pi \quad U = \frac{1}{3} U_d$$

unde  $U_d$  este tensiunea de intrare a inverterului.

Cu aceste valori se poate calcula:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi/3} \left(\frac{U_d}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3} \left(\frac{2U_d}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3+\alpha}^{\pi} \left(\frac{U_d}{3}\right)^2 d\omega t} \quad (4.3.2.)$$

Efectuând calculele obținem:

$$U_{ef} = U_d \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{\pi/3 - \alpha}{\pi}} \quad (4.3.3.)$$

Dar  $\frac{\pi/3 - \alpha}{\pi/3} =$  a factorul de umplere

$$U_{ef} = U_d \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{\frac{\frac{\pi}{3}(\pi/3 - \alpha)}{\pi \cdot \pi/3}} = \frac{U_d}{3} \sqrt{2a} \quad (4.3.4.)$$

Înlocuim relația (4.2.3.) în (4.3.4.).

$$U_{ef} = \frac{U_d}{3} \cdot \sqrt{2(1 - 6f \frac{v^+}{v^+ - v_{com}} \cdot \tau)} \quad (4.3.5.)$$

În figura 4.20. este prezentată variația tensiunii efective de fază în funcție de unghiul  $\alpha$ .

După cum am văzut din prezentarea blocului de comandă a inverterului, condensatorul monostabilului de reglare a tensiunii este descărcat după fiecare multiplu de 3 a impulsului de tact. Deci modificarea unghiului  $\alpha$  se face între 0 și  $5\pi/18$ .

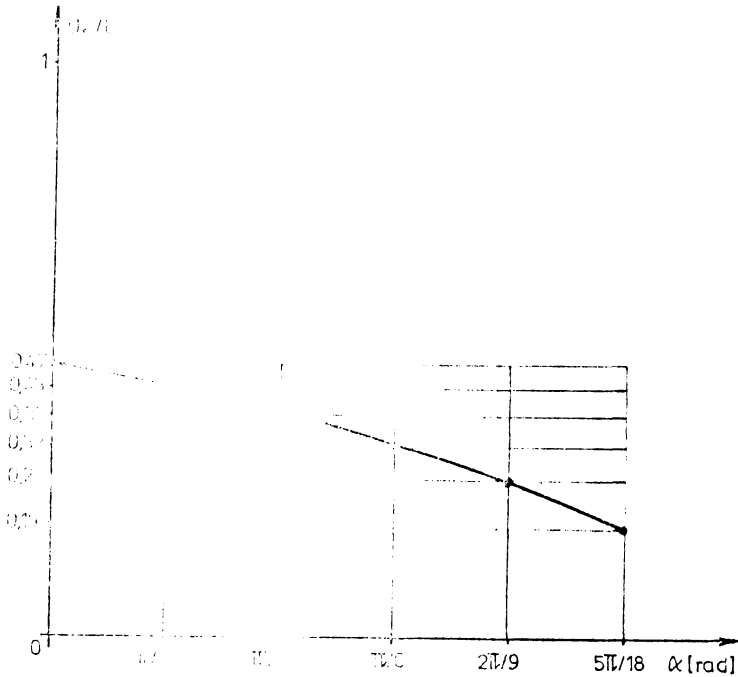
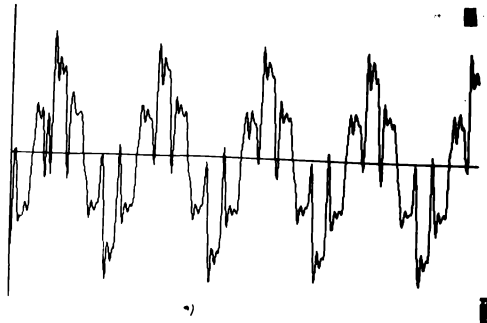


Fig.4.20 Variația tensiunii efective cu unghiul  $\alpha$  la  $f=const.$

Forma tensiunii de fază, a tensiunii de linie și a curentului de fază oscilografiate pe modelul experimental sînt prezentate în figura 4.21. a, b, c,



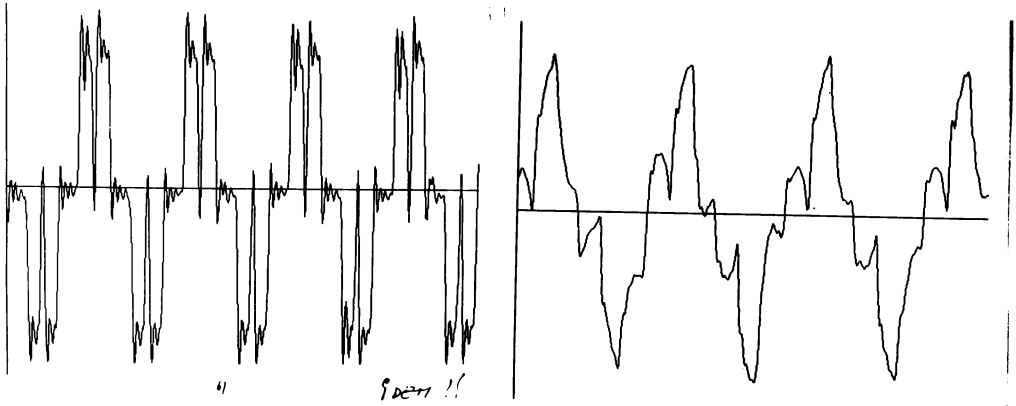


Fig.4.21. Oscilograma tensiunii de fază, a tensiunii de linie și a curentului de fază a motorului alimentat de la inverterul de tensiune (a.b.c.)

#### 4.4. Analiza armonică a tensiunii de ieșire a inverterului

Mărimile periodice nesinusoidale  $f(t)$  care satisfac condițiile lui Dirichlet pot fi întotdeauna reprezentate printr-o serie trigonometrică, sau serie Fourier, conform relației:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (4.4.1.)$$

unde  $a_0, a_n$  și  $b_n$  sînt coeficienții seriei Fourier.

$\omega$  - este pulsația fundamentală, exprimată în rad/sec., corespunzătoare perioadei  $T$ .

Valorile coeficienților seriei Fourier sînt date de relațiile:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_t^{T+t} f(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_t^{T+t} f(t) \cdot \cos n\omega t \cdot dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_t^{T+t} f(t) \cdot \sin n\omega t \cdot dt \end{aligned} \quad (4.4.2.)$$

În electrotehnică aceste funcții  $f(t)$  pot avea uneori forme particulare care fac ca descompunerea respectivă să aibă o structură mai simplă.

Dacă  $f(t)$  este o funcție pară avem prin definiție

$f(-\frac{T}{2}+t)=f(t)$ . Deci reprezentarea sa în raport cu originea este simetrică în raport cu axa ordonatelor. Dacă integrăm o funcție  $p$  pe un interval simetric față de origine, rezultatul este:

$$\int_{-T/2}^{+T/2} f(t).dt = 2 \int_0^{T/2} f(t).dt \quad (4.4.3.)$$

În acest caz  $b_n = 0$

iar:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t).dt \quad (4.4.4.)$$

și

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t).cos n\omega t.d t$$

Ca urmare a dezvoltării în serie Fourier a unei funcții pare aceasta conține numai termenul liber și termenii în cosinus.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot cos n\omega t \quad (4.4.5.)$$

La o funcție impară  $f(t) = -f(t + \frac{T}{2})$ .

Rezultă că  $a_0 = 0$  și  $a_n = 0$

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t).sin n\omega t.d t \quad (4.4.6.)$$

Astfel încât descompunerea în serie Fourier are pentru astfel de funcții numai termeni în sinus:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot sin n\omega t \quad (4.4.7.)$$

În cazul nostru funcția  $f(t)$  este o funcție impară, (figura 4.22.). Deci vom avea numai termeni în sinus și  $n = 1, 3, 5, 7, \dots$   
..  $n = 2K+1$ .

Funcția este definită pe interval de la 0 la  $\pi$  conform relațiilor (4.4.8.).

Fig. 4.22

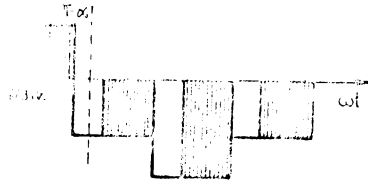


Fig.4.22. Tensiunea de fază funcție de unghiul de comandă .

|  |                 |
|--|-----------------|
| $0 < \omega.t < \alpha$                        | $f(t) = 0$      |
| $\alpha < \omega.t < \pi/3 - \alpha$           | $f(t) = U_d/3$  |
| $\pi/3 - \alpha < \omega.t < \pi/3 + \alpha$   | $f(t) = 0$      |
| $\pi/3 + \alpha < \omega.t < 2\pi/3 - \alpha$  | $f(t) = 2U_d/3$ |
| $2\pi/3 - \alpha < \omega.t < 2\pi/3 + \alpha$ | $f(t) = 0$      |
| $2\pi/3 + \alpha < \omega.t < \pi - \alpha$    | $f(t) = U_d/3$  |
| $\pi - \alpha < \omega.t < \pi$                | $f(t) = 0$      |

(4.4.8.)

Calculăm coeficientul general al termenilor în sinus.

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi/3 - \alpha} \frac{U_d}{3} \sin n\omega t. dt + \int_{\pi/3 + \alpha}^{2\pi/3 - \alpha} \frac{2U_d}{3} \sin n\omega t. dt + \int_{2\pi/3 + \alpha}^{\pi - \alpha} \frac{U_d}{3} \sin n\omega t. dt \right]$$

(4.4.9.)

$$b_n = \frac{2 \cdot U_d}{3n \cdot \pi} \left\{ \left[ \cos n\alpha - \cos n\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \right] + 2 \left[ \cos n\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos n\left(\frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \right] + \cos n\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) - \cos n(\pi - \alpha) \right\}$$

(4.4.10.)

Valoarea lui  $\alpha$  este cuprinsă între  $(0, \frac{5\pi}{36})$ .

Din relația(4.4.10.)pentru  $\alpha = 0$  și  $n=1$  obținem amplitudinea maximă a fundamentalei.

$$b_n = \frac{2}{\pi} \cdot U_d$$

(4.4.11.)

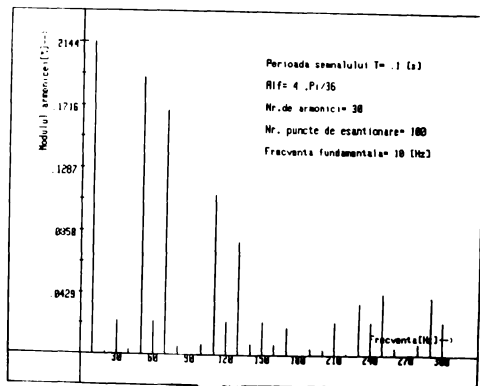
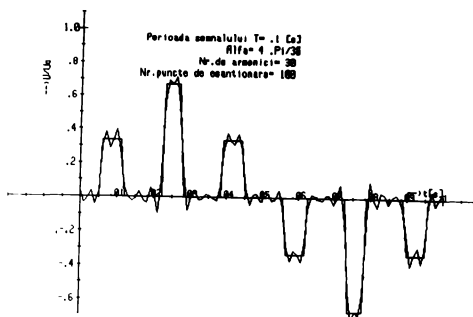
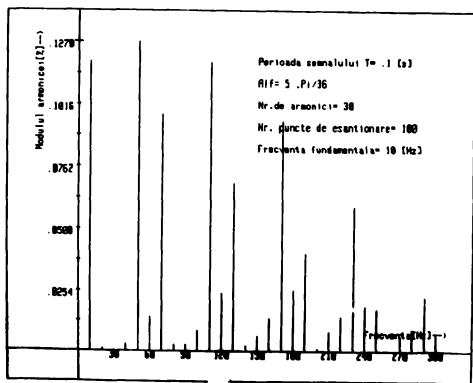
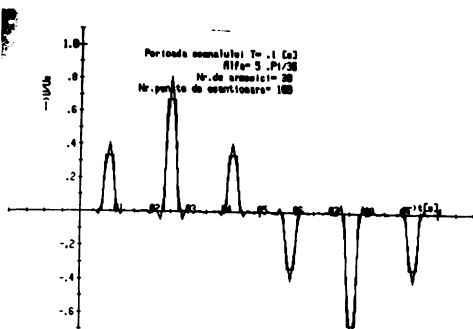
În figura 4.23. este prezentată analiza armonică a tensiunii de fază pentru valorile lui  $\alpha$ , egale cu  $\alpha = 0; \frac{\pi}{36}; \frac{\pi}{18}; \frac{\pi}{12}; \frac{\pi}{9}; \frac{5\pi}{36}$  și  $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

Din analiza spectrală efectuată prin introducerea în calculator a relației(4.4.8.) se constată că conținutul în armonici și ponderea acestora față de fundamentală crește cu <sup>scăderea</sup> factorul de umplere, respectiv cu mărirea unghiului  $\alpha$  (figura 4.23.).

În concluzie factorul de umplere mic se folosește numai în perioada de pornire când este nevoie de tensiune mică. În acest

interval tensiunea de ieşire este bogată în armonici de ordin superior, dar acest interval este scurt în comparație cu perioadele de mers între două opriri (cazul tracţiunii).

În restul intervalelor se funcţionează cu factor de umplere mare (maxim) în care fundamentală primează iar ponderea armonicilor de ordin superior este neglijabilă.



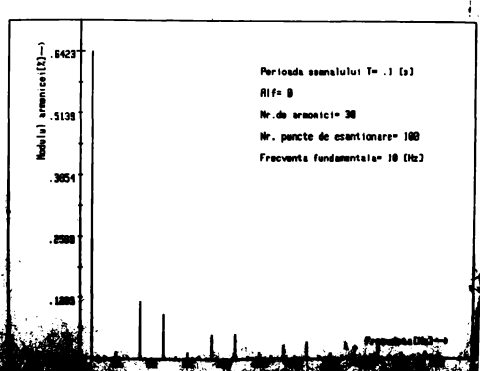
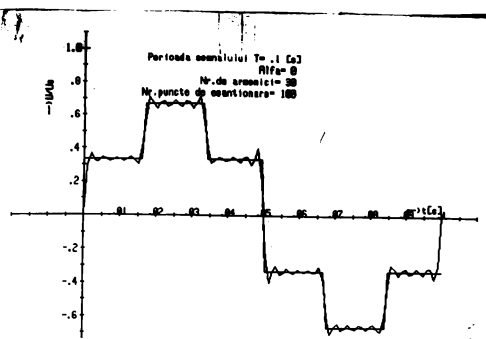
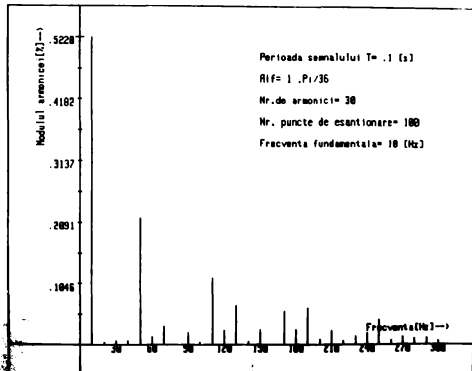
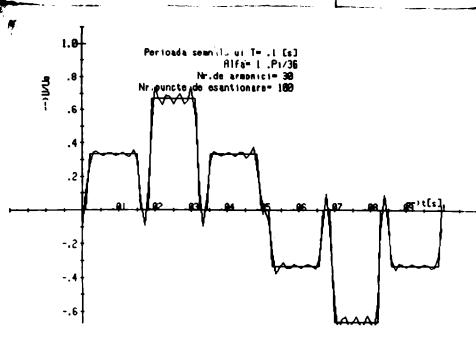
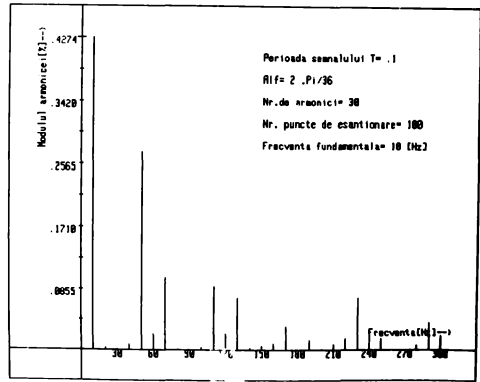
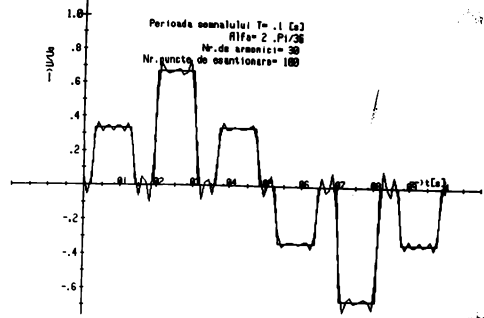
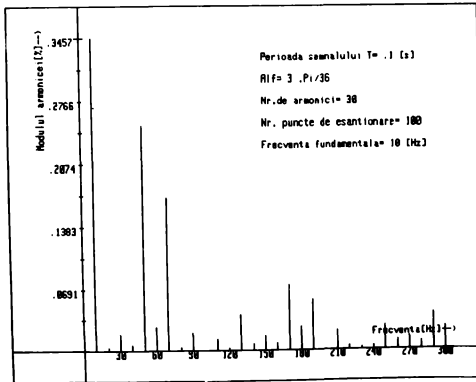
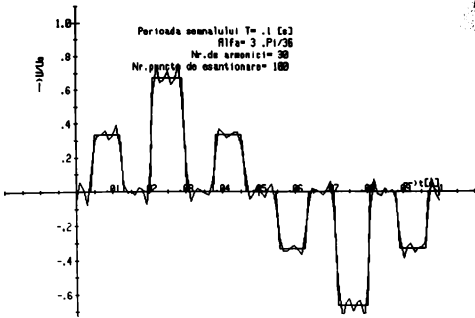


Fig.4.25. Analiza armonică a tensiunii de fază pentru diferiți factori de umplere

#### 4.5. Concluzii

Inverterul cu circuit comun de stingere permite pe lângă reglarea frecvenței și reglarea tensiunii de ieșire.

Prezintă o schemă economică din punct de vedere al numărului de condensatoare de stingere în schimb tiristoarele din puntea circuitului de stingere trebuie să aibă o rezervă de tensiune suficientă și să fie supuse la o funcționare cu o frecvență de gaze ori frecvența de ieșire a inverterului.

Reglarea tensiunii se realizează prin modularea în durată a impulsurilor de ieșire pe intervale de  $60^\circ$ .

Prin Chopping cu trei pulsuri pe o semiperioadă conținutul de armonici la factor de umplere relativ scăzut este acceptabil. Factorul de umplere mic este utilizat numai la pornire, care este intervalul de timp cel mai scurt într-o diagramă de mers între două stații.



## Capitolul 5. REGIMUL DE MOTOR .REZULTATE EXPERIMENTALE

### 5.1. Instalația de laborator realizată

În tracțiunea electrică vehiculul trebuie să pornească sau să funcționeze la viteze joase în general încărcat.

Pentru aceasta este necesar ca motorul de acționare să realizeze un cuplu de pornire mare, superior cuplului rezistent, ceea ce impune crearea unui flux mare și la frecvențe scăzute de alimentare a mașinii.

Acest desiderat se realizează prin strategia de menținere a fluxului rotorice sau din întrefier constant la o valoare prescrisă.

La viteze mai mari tracțiunea electrică impune mașinii de acționare o caracteristică mecanică moale, lucru realizat cu strategia de menținere a frecvenței rotorice constante (capitolul 3).

Având în vedere cele de mai sus în ultimul timp se folosește în tracțiunea electrică combinarea celor două strategii:

- la turajii joase - strategia de menținere a fluxului constant;
- la turajii mari - strategia de menținere a frecvenței rotorice constante.

Aceste metode tratate teoretic în capitolele anterioare au fost aplicate la o instalație de laborator, în care motorul de inducție are ca sarcină un generator de curent continuu (figura 5.1.).

Motorul de inducție este alimentat de la rețeaua de curent continuu prin intermediul unui inverter de tensiune cu stingere de grup (figura 5.2.) a cărui descriere și avantaje au fost descrise în capitolul 1 și 4.

În vederea realizării strategiilor descrise, s-a conceput schema de comandă a inverterului din figura 5.3., care cuprinde schemele electrice descrise în detaliu în capitolul 4.

La conceperea schemei s-a avut în vedere atât strategia de menținere a fluxului din întrefier constant și cea de menținere a fluxului rotorice constant.

Prin comutatorul K (figura 5.4.) se selectează strategia dorită. În figura 5.4. este redată și posibilitatea comutării de pe strategia de flux constant pe strategia de frecvență rotorice constantă, aceasta realizându-se când mașina a atins o anumită turajie.

Din potențiometrul  $P_1$  se prescrie valoarea frecvenței rotorice la care se dorește să funcționeze mașina, iar din potențiometrul  $P_2$  se prescrie turajia de comutare.

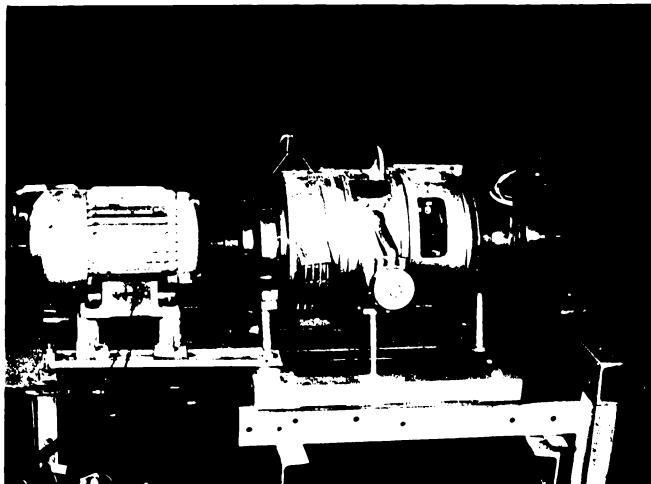


Fig.5.1. Motorul de inducție și generatorul de curent continuu

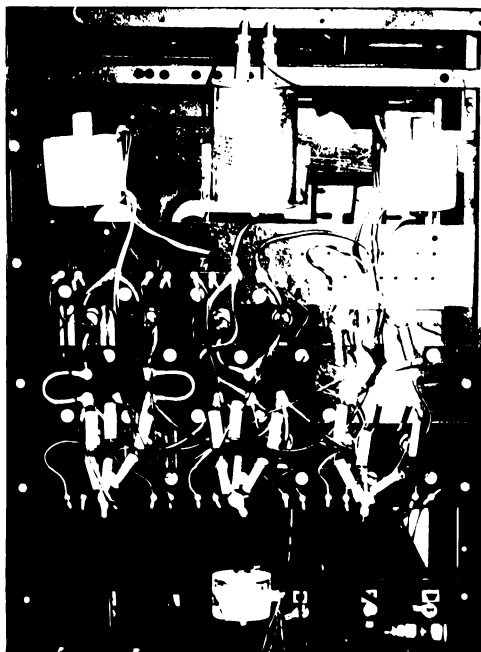


Fig.5.2. Inve torul de tensiune cu stingere de grup

Cînd se depășește această turație, triggerul Schnitt basculează aducînd în saturație tranzistorul  $T_1$  și blocîndu-l pe  $T_2$ . În felul acesta este dus la sumator semnalul prescris pentru  $t_2$ .

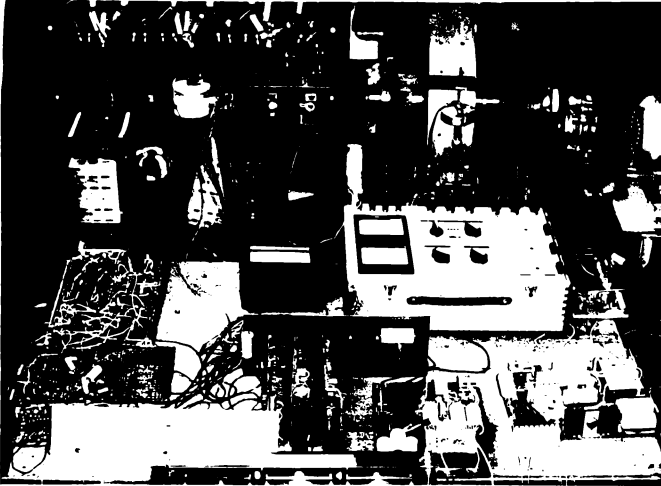


Fig.5.3. Schema de comandă a inverterului cuprinzînd strategiile descrise.

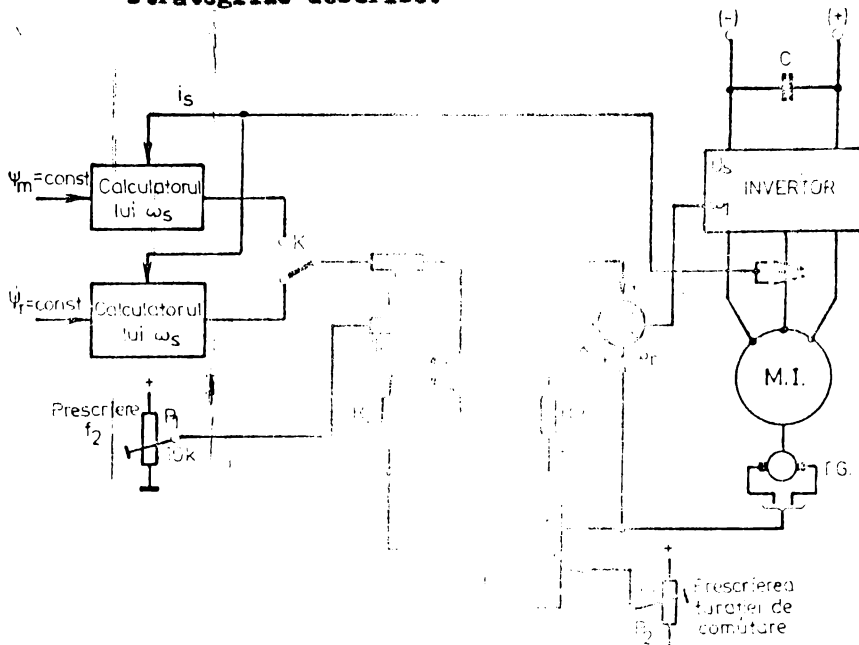


Fig.5.4. Schema de principiu a comutării și pe strategie de flux constant pe strategia de frecvență rotorică constantă

Cu instalația prezentată s-au efectuat măsurători pentru toate cele trei strategii studiate, verificând în felul acesta atât corectitudinea realizării ei, cât și a studiului teoretic întocmit.

### 5.2. Caracteristicile mecanice obținute la menținerea fluxului rotoric constant

Strategia de menținere a fluxului rotoric constant recomandată la turajii joase ale mașinii, realizează un cuplu de pornire mare prin impunerea unui nivel ridicat al fluxului. Pierderile în fier rămân neglijabile din cauza frecvenței statorice scăzute. Pierderile considerabile în mașină sînt cele prin efect Joule din înfășurări.

La această strategie în funcție de curentul măsurat al mașinii și curentul de magnetizare impus (componenta curentului statoric după fluxul rotoric) se calculează pulsația alunecării. Prin adunarea acestei pulsații la pulsația rotorului se obține pulsația frecvenței statorice.

În felul acesta bucla de frecvență este închisă (figura 3.3., capitolul 3) pentru orice sarcină a mașinii, menținîndu-se fluxul impus.

Pentru un flux rotoric impus ( $\Psi_r = L_m \cdot i_{sd} = \text{constant}$ ) pulsația alunecării este dată de relația (3.2.5.).

$$\omega_s = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{\sqrt{i_{sd}^2 - i^2}}{i_{sd}}$$

Implementarea se face în modul prezentat în capitolul 3 figura 3.2. Folosind instalația de laborator realizată s-au putut efectua o serie de încercări prin care s-au verificat studiile teoretice din cadrul acestei strategii.

În figura 5.5. sînt prezentate caracteristicile mecanice, calculate cu relația (3.2.12.) și ridicate experimental numai cu bucla de frecvență, fără bucla de turajie.

Caracteristicile calculate și ridicate experimental pentru două valori ale fluxului rotoric sînt pentru un motor de tipul ASI-1GOL-28 cu parametrii prezentați mai jos:

$$P_N = 3\text{KW}; U = 380/220\text{V}; I_N = 11,45/6,62\text{A}; n_N = 1420 \text{ rot/min}$$

$$\cos \varphi_N = 0,83; R_s = 1,7\Omega; R_r = 1,72\Omega; X_{sc} = 3,48\Omega; X_{rc} = 3,48;$$

$$X_m = 89\Omega; L_{sc} = 0,011\text{H}; L_{rc} = 0,011\text{H}; L_m = 0,283 \text{ H.}$$

Se constată o bună concordanță între caracteristicile calculate și cele experimentale.

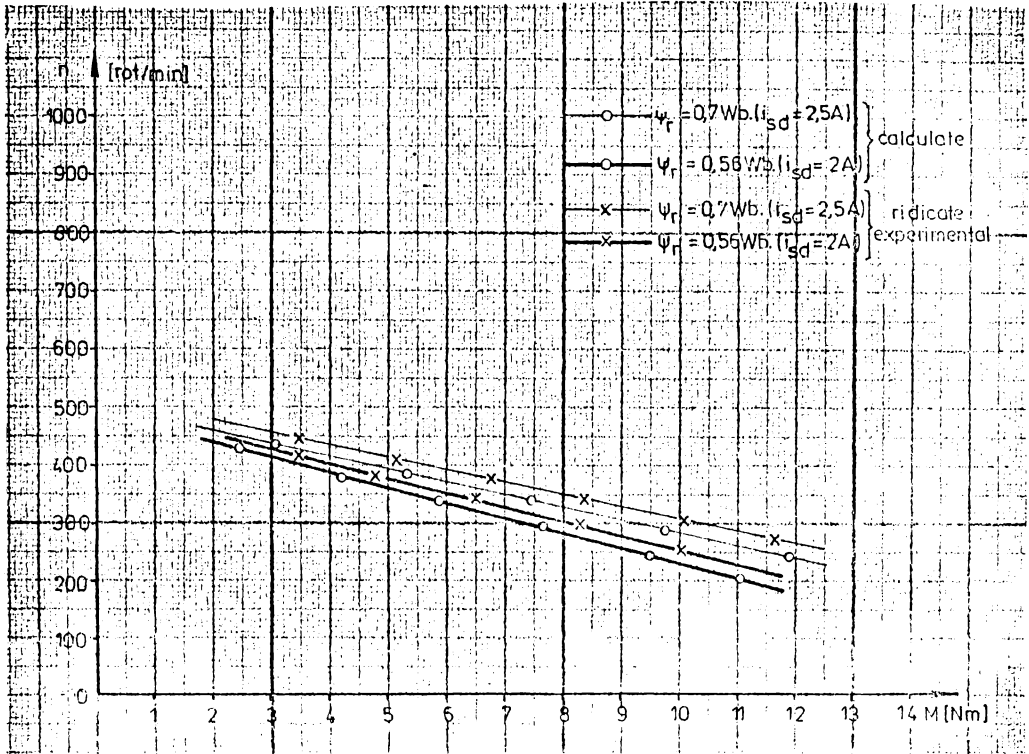


Fig.5.5. Caracteristicile teoretice și experimentale cu menținerea fluxului rotoric constant

Pentru a verifica instalația realizată în condițiile cele mai dificile, s-au executat măsurători în cazul aplicării unui șoc de sarcină. În acest regim dinamic s-au înregistrat variațiile în timp a componentei de magnetizare a curentului statoric  $i_{sd}$  (figura 5.6.a) a componentei de cuplu a curentului statoric  $i_{sq}$  (figura 5.6.b) a turației (figura 5.6.c) și a fluxului rotoric (figura 5.6.d).

Urmărind înregistrările se constată că la șoc de sarcină componenta de magnetizare a curentului statoric  $i_{sd}$  precum și fluxul rotoric rămân constante la valoarea de  $i_{sd}=2,5A$  respectiv  $\psi_r=0,7Wb$ , în timp ce componenta de cuplu  $i_{sq}$  crește de la 4,7 IA la 6,6, iar turația scade de la 410 rpm la 360 rpm.

Virfurile întâmplătoare din înregistrarea fluxului, a componentei de magnetizare și a componentei de cuplu a curentului statoric, a turației se datorează unor fenomene parazite și a șometului de fond a magnetofonului cu care s-au efectuat înregistrările.

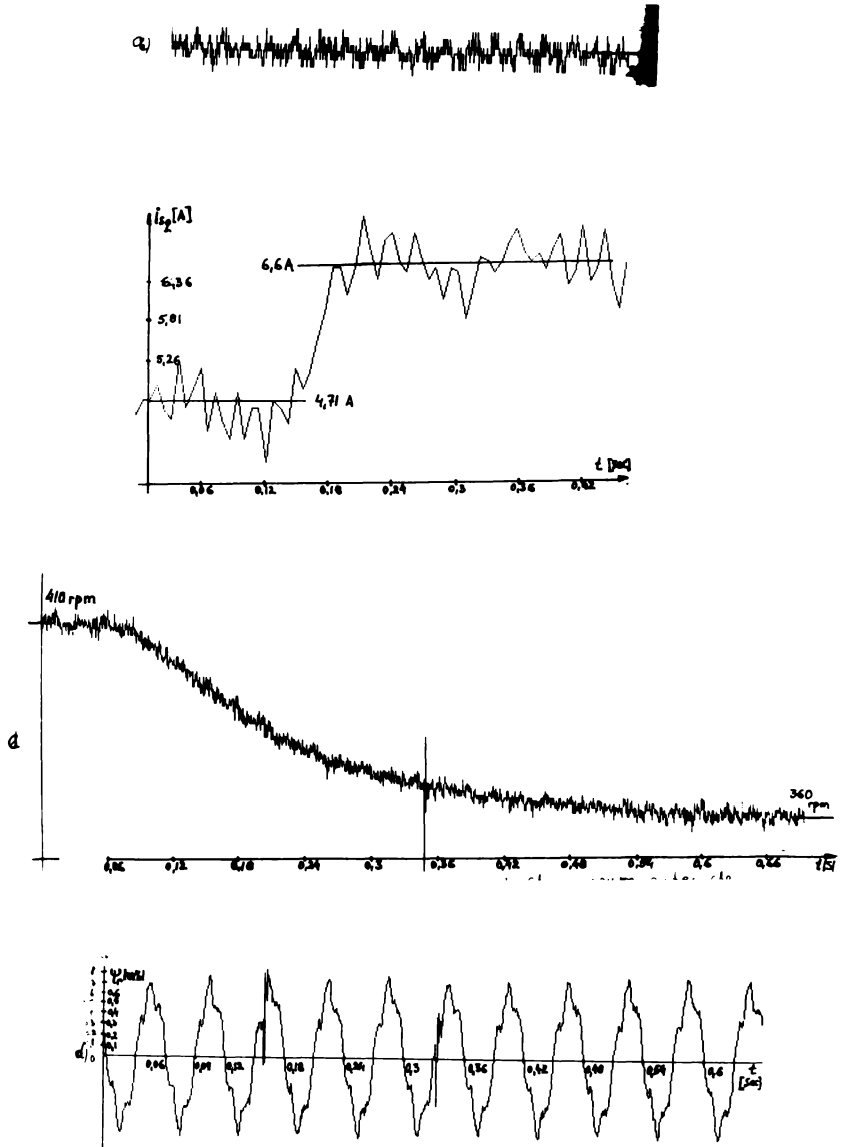


Fig.5.6. Inregistrarea fluxului rotoric(d);componentei de magnetizare a curentului statoric  $i_{sd}$ (a);componentei de cuplu  $i_{sq}$ (b) și turația(c) la trec de sarcină.

In concluzie cu instalajia concepută s-a reușit menținerea fluxului rotoric constant și în regim dinamic.

Măsurarea fluxului rotoric s-a efectuat în felul următor: mașina de inducție are practicat în axa fiecărei faze cu același pas polar ca înfășurarea principală a mașinii, bobina sondă. Tensiunea indusă în această înfășurare este direct proporțională cu fluxul din întrefier și frecvența statorică. Folosind această tensiune indusă se determină fluxul rotoric.

Știind că  $\psi_r = L_{r\sigma} i_r + L_m i_s = L_{r\sigma} \cdot i_r + \psi_m$  (5.2.1.)  
(capitolul 2, relația 2.3.1.)

În relația (5.2.1.) se adună și se scade cantitatea  $L_{s\sigma} \cdot i_s$ :

$$\psi_r = L_{r\sigma} \cdot i_r + L_{s\sigma} \cdot i_s - L_{s\sigma} \cdot i_s + \psi_m \quad (5.2.2.)$$

Dar  $L_{s\sigma} \approx L_{r\sigma}$ . Rezultă că și  $\sigma_s = \sigma_r$ , deci

$$\sigma_s = \sigma_r = \frac{L_{s\sigma}}{L_m} = \frac{L_{r\sigma}}{L_m}$$

înlocuind în (5.2.2.) rezultă:

$$\psi_r = \sigma_s \cdot \psi_m + \psi_m - L_{s\sigma} \cdot i_s \quad (5.2.3.)$$

$$\psi_r = (1 + \sigma_s) \cdot \psi_m - L_{s\sigma} \cdot i_s \quad (5.2.4.)$$

Se exprimă fluxul din întrefier în funcție de tensiunea indusă în bobina sondă:

$$\psi_r = - (1 + \sigma_s) \cdot \frac{W_s}{W_o} \int U_o \cdot dt - L_{s\sigma} \cdot i_s \quad (5.2.5.)$$

unde:

- $W_s$  este numărul de spire/fază a înfășurării principale,
- $W_o$  - numărul de spire a bobinei sondă ( $W_o = 10$  spire),
- $U_o$  - tensiunea indusă în bobina sondă,
- $L_{s\sigma}$  - inductivitatea de scârpări statorică,
- $i_s$  - curentul statoric.

Pe relația (5.2.5.) se bazează schema de măsură concepută pentru fluxul rotoric.

Implementarea schemei de măsură a fluxului rotoric dat de relația (5.2.5.) este prezentată în figura 5.7.

Constanta de timp a integratorului format din amplificatorul operațional AO<sub>1</sub> s-a ales egală cu unitatea ( $\tau = 2.C/sec.$ ) iar

amplificările amplificatoarelor operaționale AO<sub>2</sub> și AO<sub>3</sub> s-au ales după cum urmează:

$$\frac{R_{R2}}{R_2} = \frac{W_s}{W_o} (1 + \sigma_s) \quad \text{pentru AO}_2$$

și

$$\frac{R_{R1}}{R_1} = \angle_{\sigma\sigma} \quad \text{pentru AO}_{2/3}$$

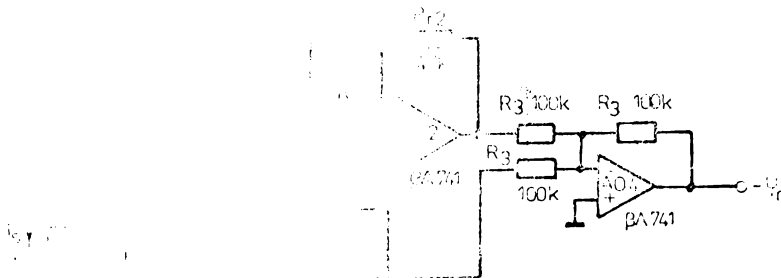


Fig.5.7. Schema de măsurare a fluxului rotoric

### 5.3. Caracteristicile mecanice obținute la menținerea fluxului din întrefier constant

Si strategia de menținere a fluxului din întrefier constant se realizează tot prin impunerea curentului de magnetizare, care împreună cu curentul statoric măsurat contribuie la calcularea pulsației alunecării, folosind relația(3.3.13.):

$$\omega_s = \sqrt{\frac{(i_s - i_m)(i_s + i_m)}{(T_r \cdot i_m - T_r \sqrt{2} i_s)(T_r \cdot i_m + T_r \sqrt{2} i_s)}}} \quad (5.3.1.)$$

Prin adunarea acestei pulsații de alunecare cu pulsația rotorică, corespunzătoare turației rotorului, se obține pulsația frecvenței de ieșire a inverterului cu care trebuie alimentată mașina pentru a-i menține fluxul de întrefier constant.

Folosind instalația de laborator realizată și aplicând strategia de menținere a fluxului din întrefier constant s-au ridicat caracteristicile mecanice pentru aceiași mașină, caracteristici care



in prealabil au fost calculate, pentru două valori impuse ale curentului de magnetizare(figura 5.8.)(capitolulu 3 figura 3.7.).

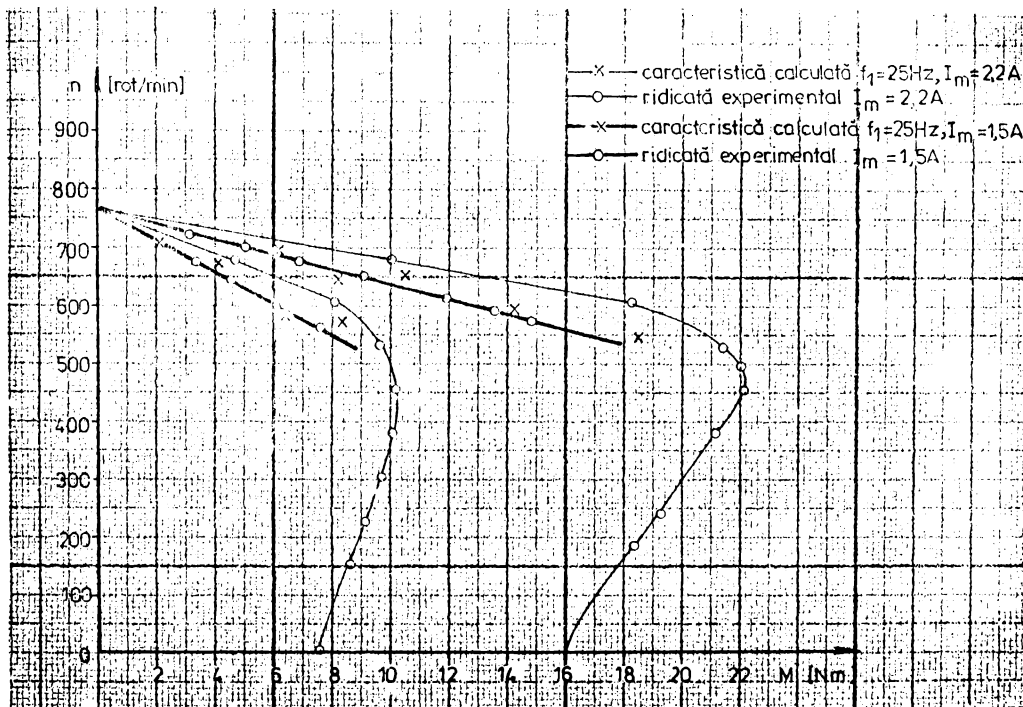


Fig.5.8. Caracteristicile mecanice la strategia de menținere a fluxului din întrefier constant

Atit din caracteristicile mecanice teoretice cit și experimentale se constată că in cadrul acestei strategii mașina de inducție prezintă un cuplu de răsturnare a cărui valoare depinde de mărimea curentului de magnetizare impus,iar alunecarea de răsturnare depinde numai de frecvență,mărindu-se cu scăderea acesteia.(Relațiile 2.3.16 și 2.3.19. din capitolul 2.)

Pentru verificarea schemei conform strategiei de menținere a fluxului din întrefier constant in condițiile cele mai vitrege, s-a aplicat un șec de sarcină,inregistrându-se fluxul din întrefier și turația in aceste condiții(figura 5.9.)

Se constată că fluxul din întrefier rămâne practic constant la valoarea  $\Psi_m = 0,62\text{Wb}$  ,lueru realizat de bucla de frecvență care este închisă prin calculaterul de alunecare.

In același timp turația scade de la valoarea de 670 rpm la 620 rpm,nefiind introdusă bucla de turație.

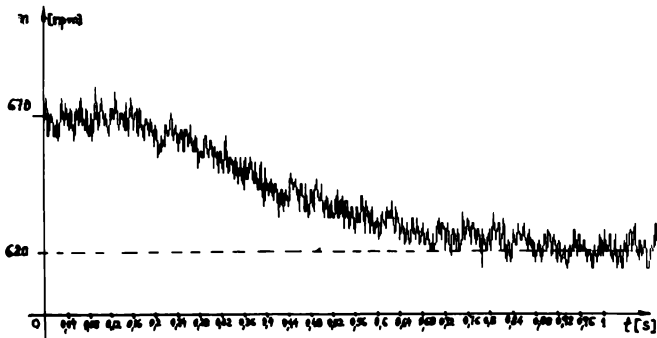
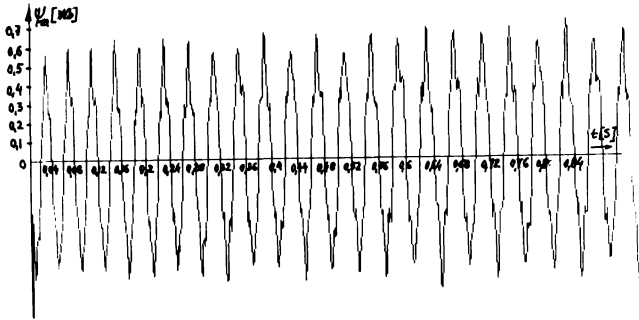


Fig.5.9. Variația fluxului din întrefier și a turăției la  
gec de sarcină, în cazul strategiei de menținere a  
fluxului din întrefier constant.

Măsurarea fluxului din intrefier s-a efectuat prin integrarea tensiunii induse în bobinele sondă plasate în axele fazelor statorice.

$$\text{Se știe că } U_{\circ} = - W_{\circ} \cdot \frac{d\psi}{dt} \quad (5.3.2.)$$

de unde:

$$\psi_m = - \frac{1}{W_{\circ}} \cdot \int U_{\circ} dt \quad (5.3.3.)$$

Schema electronică de măsurare a fluxului din intrefier este prezentată în figura 5.10.

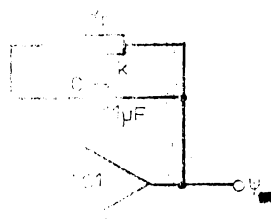


Fig.5.10. Schema de măsurare a fluxului din intrefier din tensiunea indusă în bobina sondă.

Constanta de timp a integratorului s-a ales egală cu nml ( $\tau = RC = 1 \text{ sec.}$ ) iar amplificarea  $R_2/R = 1/W_{\circ}$ .

Schemele electronice de măsurare a fluxului rotorice, a fluxului din intrefier, a celor două componente a curentului statoric au fost concepute și executate de autor în scopul realizării acestor măsurători.

#### 5.4. Caracteristicile mecanice teoretice și experimentale la menținerea frecvenței rotorice constante

Această strategie de modificare a turației cu menținerea frecvenței rotorice constante este utilizată la viteze mari ale vehiculului.

De la semnalul de turație obținut de la tahogeneratorul cuplat pe axul mașinii de inducție comutarea se face prin intermediul unui Triphaser Schmitt (figura 5.4.) de la mersul la flux constant la cel cu frecvență rotorică constantă.

Caracteristicile teoretice și experimentale sînt prezentate

in figura 5.11.

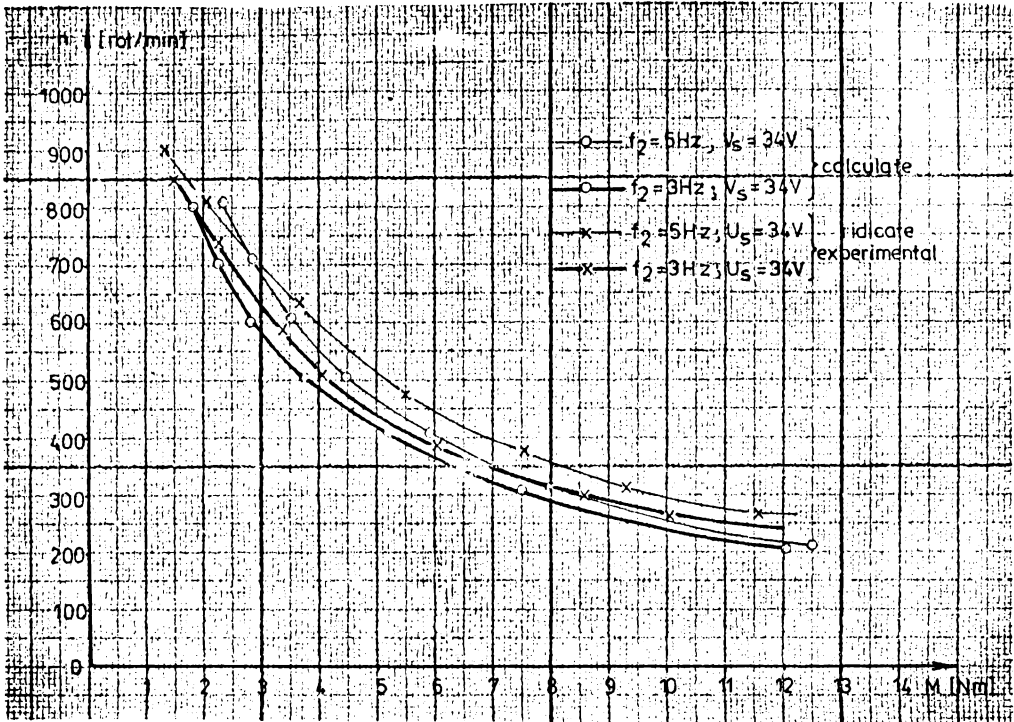


Fig.5.11. Caracteristicile teoretice și experimentale la frecvență rotorică constantă

Aceste caracteristici sînt ridicate și calculate pentru două frecvențe rotorice de 5 Hz și 3 Hz și tensiunea de alimentare (tensiunea pe fază) de 34 V.

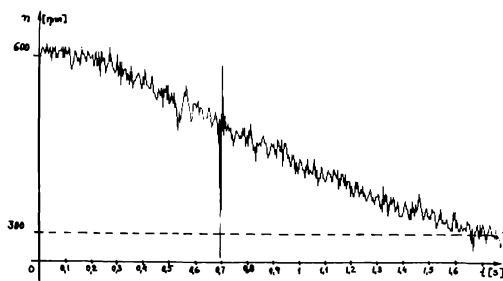
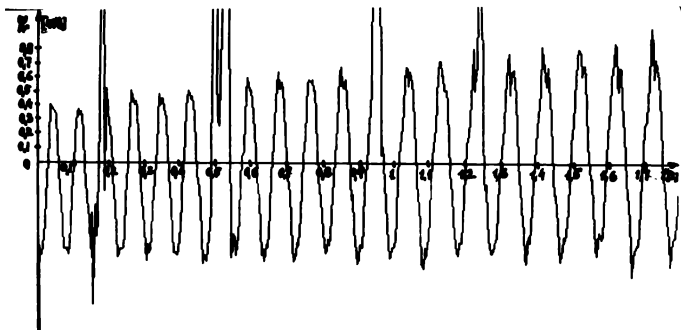
Aliura acestora este <sup>de</sup> caracteristică moale, ceea ce <sup>le</sup> face propice tracțiunii electrice.

Măsurarea fluxului rotoric s-a efectuat cu schema prezentată în figura 5.7., iar turația prin intermediul telegeneratorului montat pe axul maginii de inducție.

Din înregistrările executate se constată că prin încălcarea maginii fluxul rotoric crește lent de la valoarea 0,4 W/b la 0,7 W/b. în timp ce turația scade de la 600 rpm la 300 rpm.

Viriurile întîmplătoare sînt în înregistrarea fluxului cît și a turației se datoresc unor fenomene parazite.

La șec de sarcină s-a înregistrat fluxul rotoric și turația (Figura 5.12.a, b.).



**Fig.5.12. Fluxul rotoric și turația la șoc de sarcină în cazul menținerii frecvenței rotorice constante**

### 5.5. Concluzii

Instalația de laborator a fost realizată în scopul aplicării și verificării strategiilor de acționare a mașinii de inducție la flux rotoric constant, la flux din întrefier constant și la frecvență rotorică constantă.

Cu instalația propusă s-au obținut rezultatele scontate la toate cele trei strategii, rezultând o bună concordanță între studiile teoretice și determinările experimentale.

Instalația realizată prezintă avantajul aplicării și folosirii tuturor celor trei strategii pentru același mașină de inducție.

În cazul strategiei de menținere a fluxului rotoric constant, caracteristicile mecanice ale mașinii de inducție sînt asemănătoare celor ale mașinii de curent continuu cu excitație separată (caracteristici dure) prezentînd avantajul liniarității cît și a lipsei cuplului de răsturnare. În această situație cuplul maxim ce-l poate da volta mașina este limitat numai de curenții admisibili ai inverterului. Această strategie prezintă și avantajul simplității schemei de comandă și a vitezei de răspuns, intervenînd numai constanta de timp a rotorului, față de strategia de menținere a fluxului din întrefier constant.

Prin aplicarea strategiei de menținere a fluxului din întrefier constant, caracteristicile mecanice ale mașinii de inducție își mențin alina dură, specifică mașinii de curent continuu cu excitație separată, însă în acest caz se remarcă existența cuplului de răsturnare care limitează încărcarea mașinii. Acest cuplu de răsturnare crește odată cu curentul de magnetizare impus, respectiv cu scăderea frecvenței rotorice.

Prin compararea celor două strategii, cea de menținere a fluxului rotoric constant și cea de menținere a fluxului din întrefier constant se constată că prima prezintă avantaje nete atît din punct de vedere al simplității și economicității realizării practice, cît și din punct de vedere al performanțelor ce se obțin.

În cazul celei de a treia metode de menținere a frecvenței rotorice constante, cu creșterea turajiei, fluxul din mașină scade, efectuîndu-se automat o slăbire de cîmp. Acest lucru este necesar pentru ca la viteze mari să menținem pierderile în fier între valori acceptabile.

Caracteristicile mecanice ce se obțin sînt moi, asemănătoare mașinii de curent continuu cu excitație serie.

Combinând cele două strategii și anume pentru turajii joase în speță la pornire, cea de menținere a fluxului retoric constant cu cea de menținere a frecvenței retorice constante pentru turajii mai ridicate, se poate obține o acționare optimă cu mașina de inducție pentru tracțiunea electrică.

## Capitolul 6. FRINAREA IN REGIM DE GENERATOR AL MOTORULUI ASINCRON

### 6.1. Considerații generale

Frinarea electrică cu mașina de inducție prezintă mai multe dificultăți decât cea a mașinii de curent continuu/71/.

Au fost concepute și studiate un număr mare de scheme pentru frinarea cu motorul de inducție. Fiecare dintre metodele de frinare are anumite avantaje și dezavantaje care trebuie luate în considerare la adoptarea schemei generale /65/.

În cazul tracțiunii, când motorul de inducție este alimentat de la rețeaua de curent continuu prin intermediul unui invertor de tensiune, frinarea este posibilă în următoarele moduri: ✓

- frinarea în regim de generator cu recuperare de energie supra-sincronă. În acest caz turația rotorului este mai mare decât turația cimpului învîrtitor, mașina rămînînd cuplată la sursă.

O parte din energia cinetică a vehicolului este returnată rețelei în cazul în care rețeaua primește energie recuperată.

În cazul în care rețeaua nu primește respectiv cînd nu există alte vehicule în stare de pornire sau mers, un contactor static cuplează o rezistență la intrarea invertorului care transformă această energie în căldură.

Fenomenul de neacceptare a energiei recuperate este sesizat de la un divisor de tensiune prin creșterea tensiunii în linia de contact.

- frinarea în regim dinamic autoexcitat, mașina fiind decuplată de la rețea. Autoexcitația este asigurată de la bateria de condensatoare din grupul de stingere al invertorului, prin aprinderea succesivă a tiristoarelor acestui grup cu o frecvență de trei ori mai mare decât frecvența invertorului asigurînd în felul acesta energia reactivă a mașinii. De asemenea, în momentul începerii frinării, la bornele de intrare al invertorului se cuplează o rezistență prin care se disipă energia activă.

- frinarea prin contraconectoare. Dacă rotorul mașinii de inducție se rotește în sens contrar cimpului învîrtitor, regimul se numește fri-

nare prin contraconectare sau in contracurent.

Alunecarea in acest caz este mai mare decat una, puterea care se transformă in căldură este foarte mare, cumulindu-se atit cea primită pe la borne cit si cea pe la arbore,  $P_R = S \cdot P_1$ . Această frinare se efectuează prin schimbarea sensului de rotație al cimpului invirtitor.

### 6.2. Frinarea ca generator cu recuperare de energie in rețeaua de curent continuu

In figura 6.1. este prezentată schema de frinare recuperativă a mașinii de inducție fără decuplare de la rețeaua de curent continuu /65/.

Schema echivalentă a unei faze este prezentată in figura 6.2.

In cazul inverterului utilizat fiecare tiristor conduce  $180^\circ$ , deci in orice moment sint in conducție trei tiristoare, unul la minusul sursei iar celelalte două la plus sau invers.

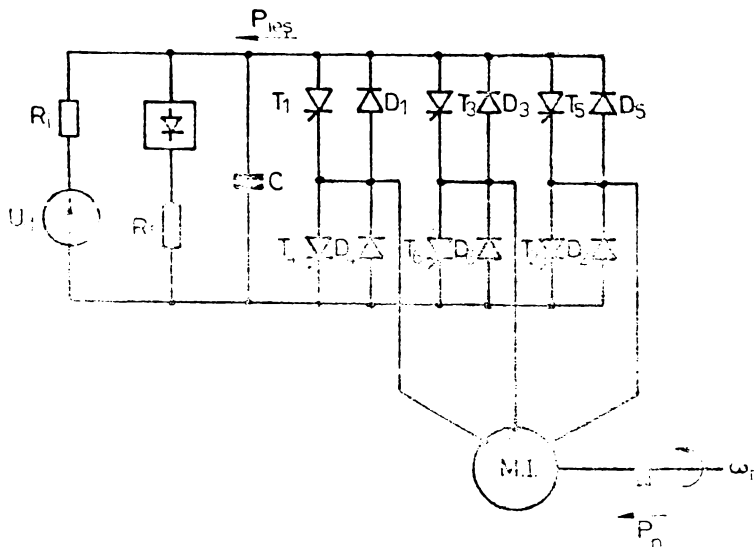


Fig.6.1. Schema de frinare recuperativă fără decuplare de la sursa de curent continuu

Frecvența de ieșire a inverterului este fixată de frecvența impulsurilor pe poarta tiristoarelor, iar atit timp cit turația rotorului este mai mare decat turația cimpului invirtitor puterea activă este transferată de la mașină la sursa de curent continuu.

Aceasta, in cazul inverterului de tensiune, implică inversarea



curentului iar energia reactivă este asigurată de inverter de la sursă prin mecanismul de comutație.

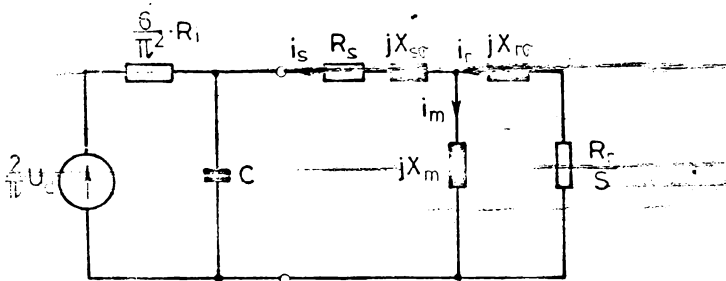


Fig.6.2. Schema echivalentă monofilară a frînării recuperative a mașinii de inducție.

Studiul frînării recuperative suprasincrone la alimentarea prin inverter de tensiune de la rețeaua de curent continuu este similar cu a mașinii cuplate la rețeaua de curent alternativ, dacă rezistența (impedanța) sursei de curent continuu  $R_1$  este zero sau neglijabilă.

Dacă această condiție nu este îndeplinită atunci această rezistență este înlocuită cu una proporțională cu componenta de cuplu a curentului statoric.

Ecuatiile de tensiune sînt similare regimului de motor cu considerarea alunecării negative.

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= (R_s + jX_{sc}) \cdot \bar{i}_s - \bar{E} \\ 0 &= \left( \frac{R_r}{s} + jX_{rc} \right) \cdot \bar{i}_r - \bar{E} \\ \bar{E} &= -jX_m \cdot \bar{i}_m \end{aligned} \quad (6.2.1.)$$

Componenta de magnetizare a curentului statoric rămîne ca în regim de motor, în schimb componenta de cuplu devine negativă. Din diagrama fasorială, figura 6.3., rezultă  $\varphi > 90^\circ$ . În acest caz puterea activă este negativă, deci mașina debitează această putere rețelei.

Ca această putere activă să fie primită de rețea trebuie să avem în perioada de frinare alte vehicule în stare de mers sau pornire. Aceste vehicule pot fi echivate cu o rezistență cuplată la rețeaua de curent continuu, funcție de tensiunea rețelei de curent continuu  $U_d$  și puterea instantanee absorbită din rețea  $P_{inst}$ .

$$R_e = \frac{U_d^2}{P_{inst.}} \quad (6.2.2.)$$

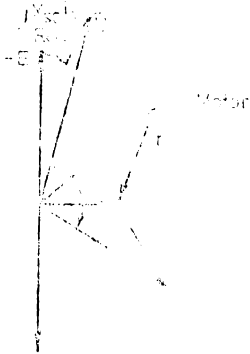


Fig.6.3. Diagrama fazorială în regim de generator

Distribuită pe fiecare fază a mașinii;

$$R_{ef} = \frac{6}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d^2}{P_{inst.}} \quad (6.2.3.)$$

Dacă în perioada de frinare nu avem alte vehicule în stare de mers sau pornire, adică  $P_{inst.} = 0$  rezultă:

$$R_{ef} = \infty$$

În acest caz ca această putere să nu se disipe în mașină se cuplează o rezistență exterioară la bornele de intrare a inverterului.

Sesizarea lipsei lui  $P_{inst}$  este dată de creșterea tensiunii rețelei. Schema echivalentă este prezentată în figura 6.

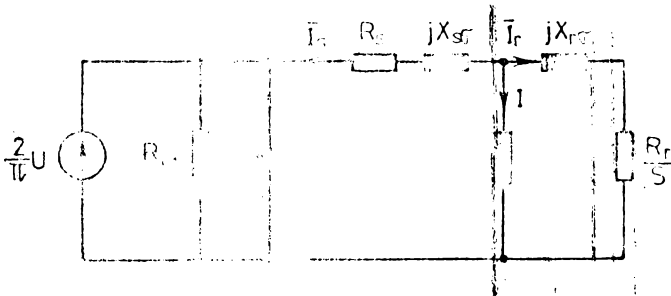


Fig.6.4. Schema echivalentă

Această rezistență  $R_{ef}$  în paralel cu  $C_e$  poate fi înlocuită cu o impedanță  $Z_e$ .

$$Z_e = \frac{R_{ef}}{1 + \omega_1^2 \cdot R_{ef}^2 \cdot C_e^2} - j \frac{\omega_1 \cdot R_{ef}^2 \cdot C_e}{1 + \omega_1^2 \cdot R_{ef}^2 \cdot C_e^2} \quad (6.2.4.)$$

Energia reactivă asigurată de sursă pentru magnetizarea mașinii este :

$$Q = \left( \frac{U_e}{Z_e} \right)^2 \cdot I_m \cdot (Z_e) = \omega_1 C_e \cdot U_e^2 \quad (6.2.5.)$$

Aceasta este egală cu energia reactivă a mașinii;

$$\omega_1 C_\theta U_s^2 = X_m \cdot i_m^2 \quad (6.2.6.)$$

De unde:

$$i_m = U_s \cdot \sqrt{\frac{C_\theta}{L_m}} \quad (6.2.7.)$$

Din relația(6.2.1.) rezultă curentul statoric:

$$I_s = \frac{\bar{U}_s + E}{R_s + jX_{sr}} = \frac{\bar{U}_s - j\omega_1 L_m \bar{i}_m}{R_s + jX_{sr}} \quad (6.2.8.)$$

Deci prin scăderea turației, respectiv a frecvenței statorice iar tensiunea  $U_s$  rămânând constantă, curentul statoric crește:

Expresia cuplului scris în coordonate sincrone, relația(2.1.5.) capitolul 2:

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot L_m (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq})$$

Prin alinierea axei d după fazorul fluxului rotoric expresia cuplului devine (relația /2.2.(3). capitolul 2).

$$m_e = - \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot L_m \cdot i_{sd} \cdot i_{sq}$$

Acest cuplu este un cuplu de frinare întrucât  $i_{sq}$  are sens opus mișcării.

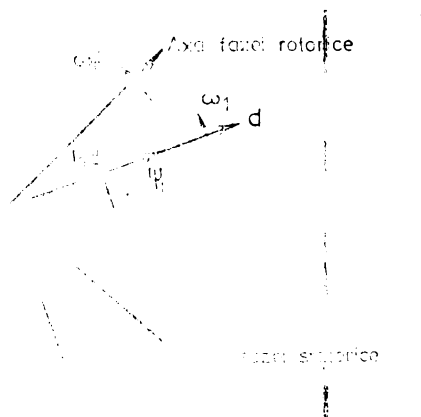


Fig.6.5. Diagrama fazorială în cazul frînării recuperative

Dacă se exprimă componentele  $i_{sd}$  și  $i_{sq}$  în funcție de curentul statoric și unghiul de sarcină  $\theta_s$  se obține expresia cuplului de frinare funcție de curentul statoric și unghiul de sarcină, conform relației(2.2.17.), capitolul 2.

$$m_0 = - \frac{3}{4} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_s^2 \cdot \sin 2 \theta_s \quad (6.2.9.)$$

Prin menținerea frecvenței rotorice constante în procesul de frinare se menține și unghiul de sarcină constant relația 3.4.4. capitolul 3.

Deci cuplul de frinare este o funcție pătratică de curentul statoric. Prin modificarea curentului statoric și menținându-se unghiul de sarcină constant se modifică atât componenta de cuplu cit și cea de magnetizare astfel ca  $\operatorname{tg} \theta_s = \frac{I_{sq}}{I_{sd}} = \text{constant}$ .

Pulsația statorică este mai mică decât cea a rotorului cu pulsația alunecării care este menținută constantă

$$\omega_1 = \omega_r - \omega_s$$

unde:

$$\omega_s = 2\pi f_2 = \text{constant}$$

Practic cu același montaj ca în regim de motor, numai schimbînd sensul tensiunii care definește frecvența de alunecare  $f_2$ , frecvența statorică rezultată ca diferență dintre cea corespunzătoare turației rotorului și cea de alunecare obținîndu-se  $f_1 < f_r$ . În felul acesta se obține o frinare cu recuperare în regim supra-sincron.

Procesul de frinare recuperativă cu mașina de inducție pe caracteristica  $n = f(M)$  figura 6.6. se explică în felul următor:

În regim de motor mașina funcționează pe caracteristica mecanică în punctul A. În momentul începerii frînării recuperative cu frecvență rotorică constantă, punctul de funcționare trece în punctul B din cadranul 2.

Turația mașinii coboară din punctul B în C după caracteristica mecanică de frinare la  $f_2 = \text{constant}$ . Din punctul C este oprit regimul de frinare suprasincronă recuperativă și mașina trece în regim de motor în punctul D. Punctul D se află în cadranul unu pe o caracteristică mecanică la tensiune și frecvență de alimentare a mașinii constante, frecvența fiind de valoare scăzută.

Această trecere în regim de motor la frecvențe joase este necesară, întrucît frecvența de ieșire a inverterului nu trebuie să ajungă la valoarea zero prin aceea că turația de sincronism a mașinii scade cu încetinirea vehiculului. Întrucît s-a impus o frecvență rotorică constantă iar frecvența statorică se obține prin scăderea din pulsația turației rotorice a pulsației alunecării  $\omega_1 = \omega_r - \omega_s$  la

egalitatea  $\omega_r = \omega_s$  rezultă  $\omega_1 = 0$ .

Cum un inverter nu poate funcționa la frecvență zero diferența  $\omega_r - \omega_s$  trebuie limitată la o valoare diferită de zero și de la această valoare trecerea în regim de motor conform figurii 6.6.

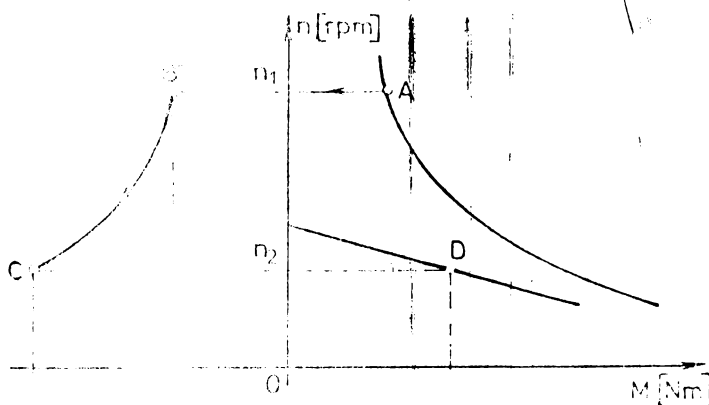


Fig.6.6.- Caracteristica de frinare cu recuperare cu menținerea lui  $f_2 = \text{constant}$ .

### 6.3. Rezultate experimentale obținute la frinarea recuperativă cu mașină de inducție

Cu instalația experimentală realizată s-au efectuat încercări de frinare recuperativă la frecvența rotorică constantă pentru mașina de inducție de tipul ASI 100L 28-4 având caracteristicile date în capitolul 5.

S-au înregistrat turația și curentul statoric pentru două situații de frinare recuperativă cu tensiunea statorică de 42V.

- la  $f_2 = 5\text{Hz}$  (figura 6.8.a)

- la  $f_2 = 3\text{Hz}$  (figura 6.8.b),

În ambele cazuri frinarea s-a executat de la turația de 1160 rpm la 200 rpm.

Montajul utilizat pentru ridicarea caracteristicilor în regiile de frinare este prezentat în figura 6.7.

Prin impunerea unei frecvențe rotorice mai mari cuplul de frinare este mai mare. Aceasta se vede și din figura 6.9. unde sunt prezentate timpurile de frinare pentru cele două frecvențe rotorice impuse.

Prin scăderea turației în procesul de frinare din relația (6.2.8) și menținând  $U_s$  constant curentul statoric crește. Odată cu creșterea curentului statoric la menținerea frecvenței rotorice constante și

cuplul de frinare crește (relația 6.2.9.).

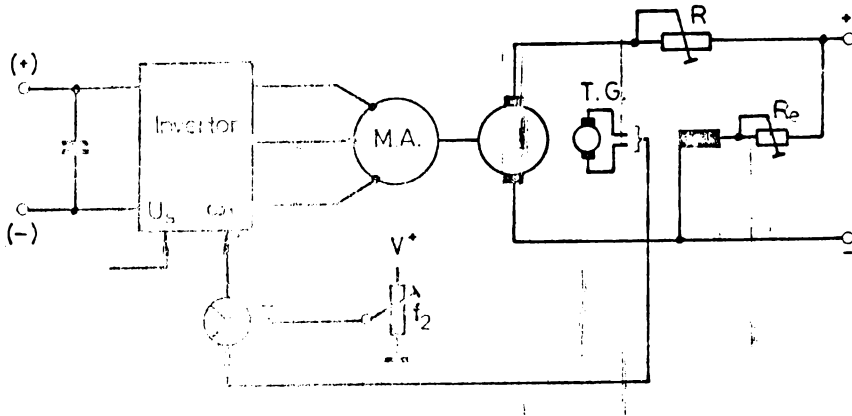


Fig.6.7. Schema de montaj utilizată pentru ridicarea caracteristicilor mecanice la frinare cu  $f_2 = \text{constant}$

Acest lucru este verificat experimental prin oscilogrammele curentului statoric și caracteristica mecanică de frinare, figura 6.8. a, b, c.

Cu aceeași instalație prezentată în figura 6.7. s-a experimentat și frinarea în cazul când energia recuperată nu este primită de rețeaua de curent continuu.

Simularea neprimirii energiei recuperate s-a făcut prin alimentarea invertoarelor de la un redresor necomandat (punte trifazată cu diode). Rezistența de frinare cuplată la intrarea invertoarelor am ales-o corespunzătoare unei puteri instantanee recuperate de 200-250W la tensiunea  $U_d = 100V$ .

$$R_e = \frac{U_d^2}{P_{inst}} = \frac{100^2}{250} = 40 \Omega \quad R_{ef} = \frac{6}{\pi^2} \cdot R_e = 24 \Omega$$

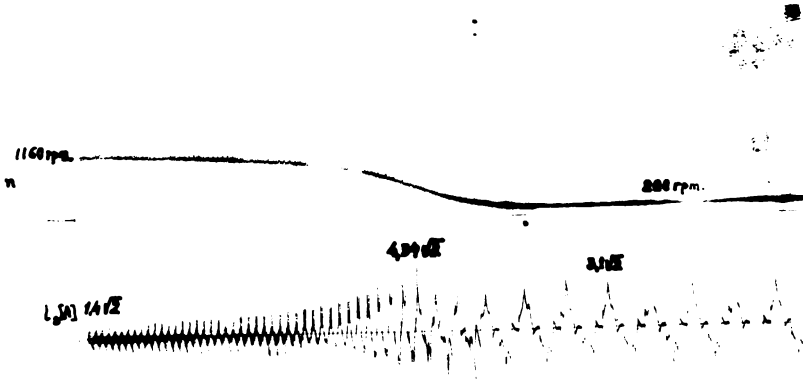
Bilanțul puterii active

$$\frac{R_r}{s} i_r^2 = R_e i_e^2 + R_e(z) \cdot i_e^2 \quad (6.3.1.)$$

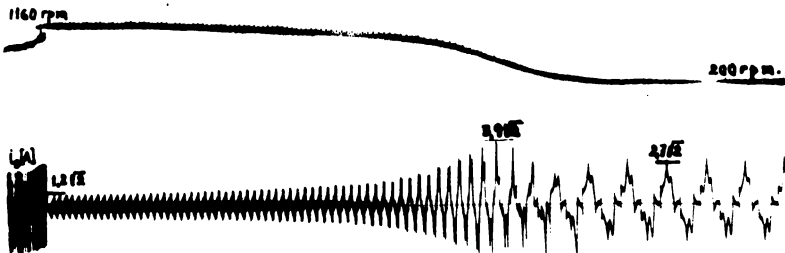
$$\frac{R_r}{s} i_r^2 = R_e \cdot i_e^2 + \frac{R_{ef}}{1 + \omega_l^2 \cdot R_{ef}^2 \cdot C_e^2} \cdot i_e^2 \quad (6.3.2.)$$

Cum  $(\omega_l R_{ef} C_e)^2 \ll 1$  putem scrie :

$$\frac{R_T}{s} i_T^2 = R_s i_s^2 + R_{ef} \cdot i_s^2 = (R_s + R_{ef}) \cdot i_s^2 \quad (6.3.3.)$$



a)



b)

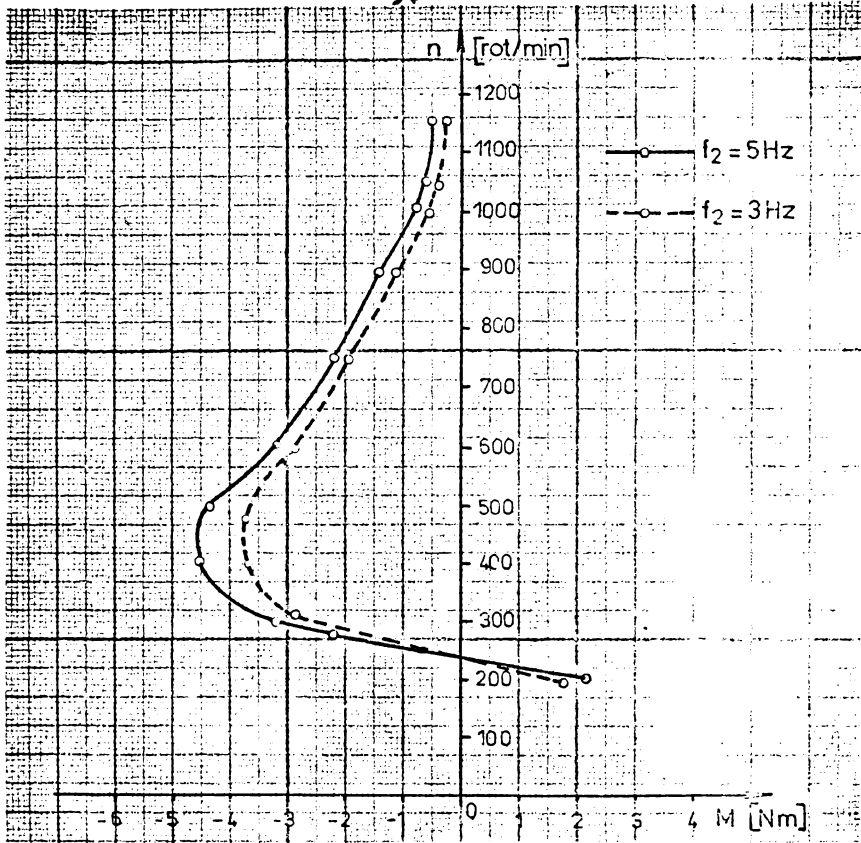


Fig. 6.8. Caracteristicile experimentale la frinare recuperativă cu frecvență rotorică constantă a)  $f_2 = 5\text{ Hz}$ ; b)  $f_2 = 3\text{ Hz}$ ; c) Caracteristica mecanică pentru cele două frecvențe la  $U_g = 42\text{ V}$ ,  $\Delta t = 0,1\text{ sec}$ .

$$\frac{i_s}{i_r} = \sqrt{\frac{\omega_1 \cdot R_r}{\omega_s (R_s + R_{\sigma r})}} \quad (6.3.4.)$$

Deci raportul dintre curentul statoric și rotoric se modifică cu frecvența și cu rezistența  $R_{\sigma r}$  ( $\omega_s = \text{constant}$ ).

Pentru situația alimentării inverterului de la un redresor ne-comandat și cu o rezistență de  $40\Omega$  cuplată la bernele de intrare ale inverterului s-au realizat înregistrări pentru turație și curentul statoric cu menținerea frecvenței statorice constante  $f_2 = 3\text{ Hz}$ .

Oscilogramele cit și caracteristica mecanică sînt prezentate în figura 6.10.a și b.

Din rezultatele teoretice și experimentale rezultă că efectul de frinare se poate modifica prin modificarea frecvenței rotorice și a tensiunii statorice din comanda tensiunii inverterului.



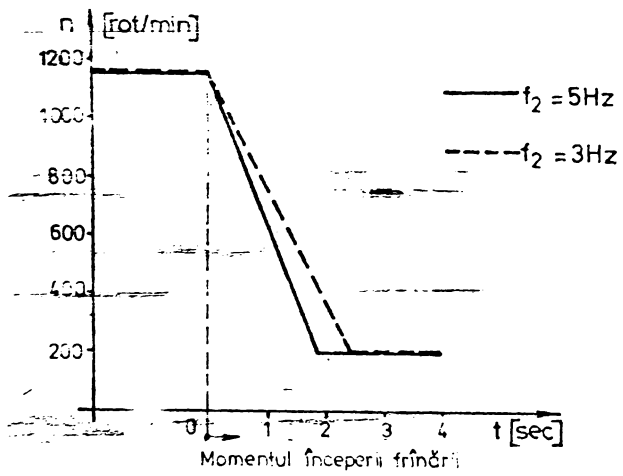
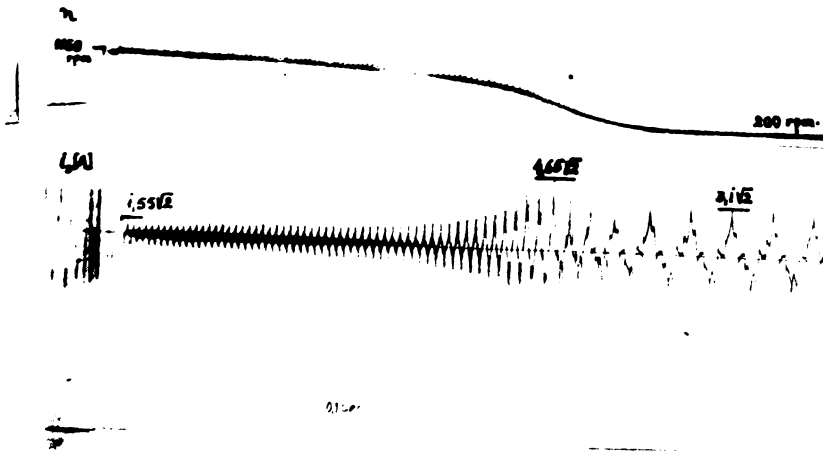
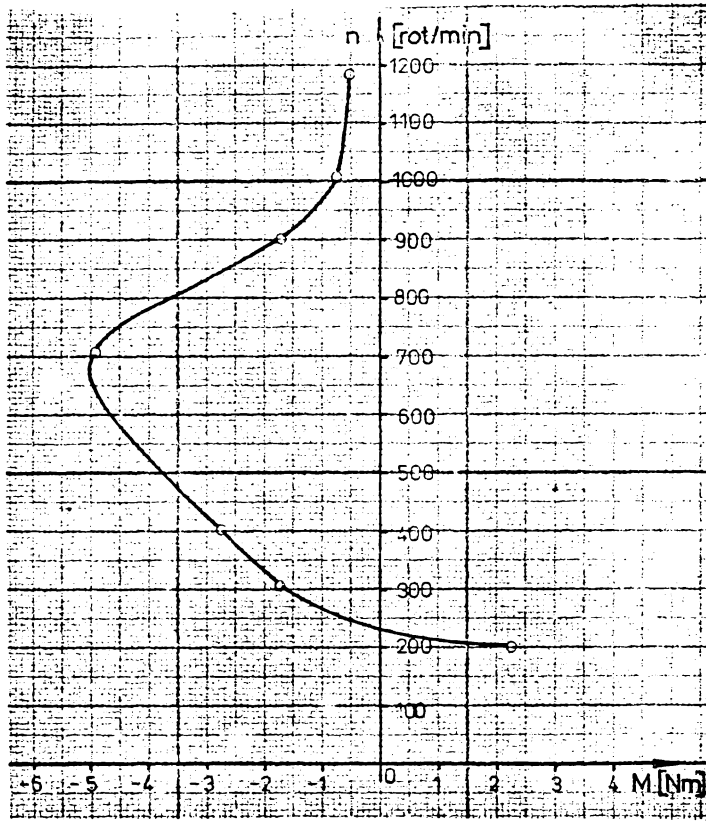


Fig.6.9. Timpul de frinare la două frecvențe rotorice



a)



b)

Fig.6.10.-Caracteristicile experimentale la frinare cu frecvență rețorică constantă ( $f_2=5\text{Hz}$ ) și  $R_p=40\Omega$   
a) Variația turației și a curenților în timpul frinării. b) Caracteristica mecanică  $f_2=5\text{Hz}$ ,  $U_s=42\text{V}$ ,  $R_p=40\Omega$ .

În final s-a efectuat înregistrarea variației turației și a curenților de fază statoric al mașinii de inducție la o frinare și o accelerare la  $f_2 = \text{constant}$ , operații similare în tracțiunea electrică (figura 6.11.).

Se observă că intervalul de timp necesar frinării este mai scurt decât cel al pornirii. Acest lucru se datorează faptului că mașina de curent continuu dezvoltă un cuplu contrar cuplului motor dat de mașina de inducție și de același sens cu cel de frinare.

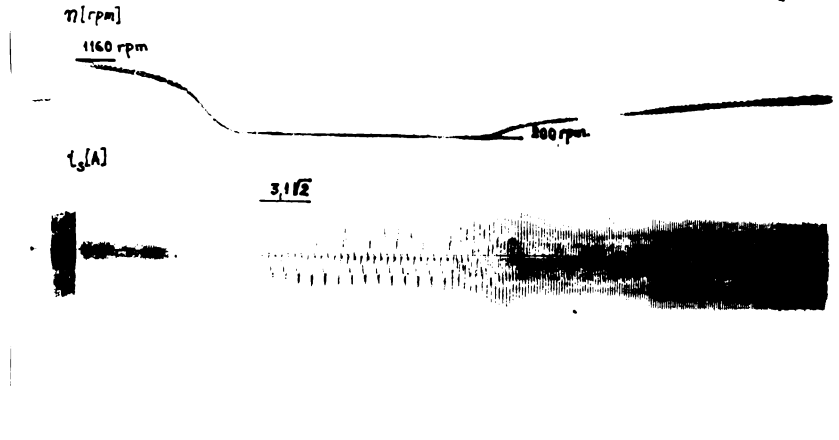


Fig.6.11. Variația turației și a curentului de fază a mașinii de inducție la o frinare și o accelerare

#### 6.4. Frinarea în regim de generator autoexcitat

În cazul frinării în regim de generator autoexcitat mașina este decuplată de la rețea iar pornirea autoexcitației se face de la o sursă auxiliară prin cuplarea întrerupătorului K figura 6.13. Acest întrerupător rămâne cuplat până când tensiunea dată de mașina de inducție funcționând ca generator depășește pe cea a sursei auxiliare. Fiecare vehicul dispune de o baterie de acumulatori pentru asigurarea iluminatului în cazul căderii rețelei de curent continuu.

În continuare autoexcitația este asigurată prin mecanismul comutației inverterului/65,71,93/.

Inverterul este prezentat printr-un convertor ideal de frecvență, un transformator ideal și o sursă ajustabilă de energie reactivă. Raportul de transformare este de  $1:2/\eta$ , întrucât la un inverter de tensiune cu șase pulsuri relația dintre tensiunea rețelei de curent continuu și tensiunea de fază sînt în acest raport (relația 4.4.11. capitolul 4.).

Schema echivalentă în regim staționare a inverterului este reprezentată în figura 6.12.

Schema electrică principală a mașinii de inducție funcționând ca generator autoexcitat, conform cu instalația realizată este dată

in figura 6.13. Invertorul fiind decuplat de la rețeaua de curent continuu mașina preia energia reactivă necesară magnetizării sale de la condensatorul C prin mecanismul comutației invertorului, iar energia electrică activă de care dispune o debitează rezistenței  $R_f$ , care o disipă sub formă de căldură.

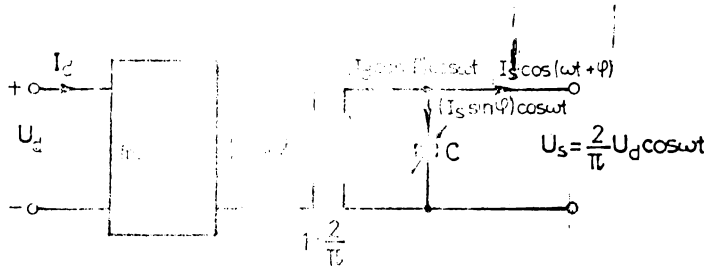


Fig.6.12. Schema echivalentă a invertorului în regim staționar

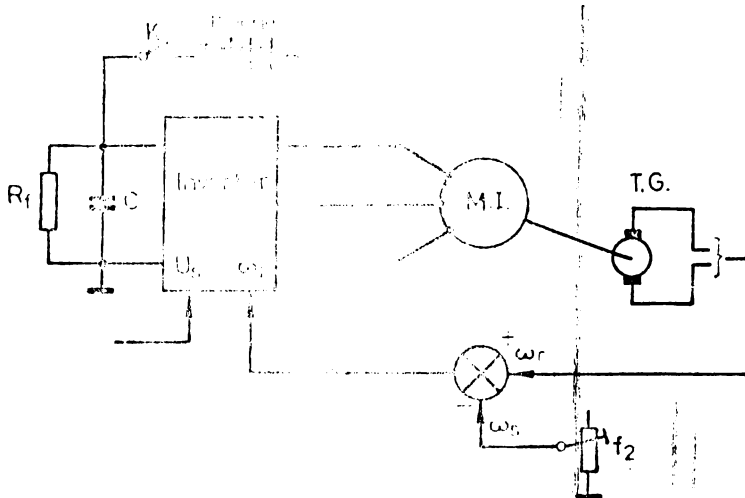


Fig.6.13. Schema electrică principală a generatorului de inducție autoexcitat

Pentru studierea acestui regim de funcționare a mașinii schema reală (figura 5.13.) se înlocuiește cu o schemă electrică echivalentă în care rezistența  $R_f$  și capacitatea C din grupul de stingere sînt distribuite pe fazele mașinii, rezultînd rezistența echivalentă  $R_{fe}$  și  $C_e$  pe fiecare fază. Schema electrică echivalentă pentru o fază este prezentată, în figura 6.14.

Valoarea rezistenței  $R_{fe}$  în funcție de  $R_f$  se deduce din egalitatea puterilor active disipate în cele două situații :

$$R_f \cdot I_d^2 = 3 R_{fe} (I_s \cdot \cos \varphi)^2 \quad (6.4.1.)$$

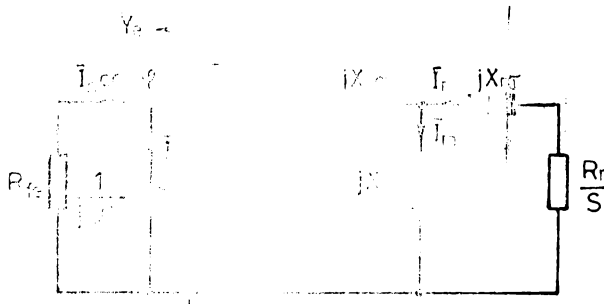


Fig.6.14. Schema electrică echivalentă monofilară a generatorului de inducție autoexcitat

Din relația(4.4.1.)știm că  $U_s = \frac{\sqrt{2}}{\eta} \cdot U_d$ . Dar din egalitatea puterii în curent continuu cu puterea activă din mașină:

$$U_d \cdot I_d = 3 \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi \quad (6.4.2.)$$

Rezultă că:

$$(I_s \cdot \cos \varphi) = \frac{\eta}{3\sqrt{2}} I_d \quad (6.4.3.)$$

Înlocuind(6.4.3.) în (6.4.1.) se obține:

$$R_{fe} = \frac{6}{\eta^2} \cdot R_f \quad (6.4.4.)$$

Capacitatea  $C_e$  se determină din egalitatea puterilor reactive, ținînd cont că frecvența  $\omega_c$  a grupului de stingere din inverter este de trei ori mai mare decît frecvența  $\omega_1$  de ieșire a inverterului :

$$\omega_c \cdot C \cdot U_d^2 = 3 \cdot \omega_1 \cdot C_e \cdot U_s^2 \quad (6.4.5.)$$

și

$$\omega_c = 3\omega_1 \quad (6.4.6.)$$

de unde rezultă:

$$C_e = \frac{\eta^2}{2} \cdot C \quad (6.4.7.)$$

Determinăm curentul reactiv prin mașină în funcție de frecvența statorică și tensiunea la intrare în inverter  $U_d$ .

$$\omega_c \cdot C \cdot U_d^2 = 3 \cdot U_s (I_s \sin \varphi) \quad (6.4.8.)$$

cum

$$\omega_c = 3\omega_1$$

rezultă:

$$3\omega_1 C U_d^2 = 3 U_s (I_s \sin \varphi) \quad (6.4.9.)$$

Tinând cont că :  $U_s = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d$

obținem:

$$\frac{\pi\sqrt{2}}{2} \cdot \omega_1 C U_d = (I_s \sin \varphi) \quad (6.4.10.)$$

Sau în funcție de capacitatea  $C_0$

$$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \omega_1 C_0 \cdot U_d = (I_s \sin \varphi) \quad (6.4.11.)$$

Pentru mașina cu parametrii conform schemei din figura 6.14. se scriu ecuațiile în sistemul de axe (d,q) care rotește sincron cu câmpul învârtit, considerând alunecarea negativă:

$$\begin{pmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_s & -\omega_1 L_s & pL_m & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_s + pL_s & -\omega_1 L_m & pL_m \\ pL_m & -s\omega_1 L_m & R_r + pL_r & -s\omega_1 L_r \\ s\omega_1 L_m & pL_m & s\omega_1 L_r & R_r + pL_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (6.4.12)$$

$$m_e = \frac{3}{2} - \frac{p}{2} \cdot L_m (i_{sd} \cdot i_{rq} - i_{sq} \cdot i_{rd}) \quad (6.4.13.)$$

Saturația circuitului magnetic este un factor important în analiza regimului de generator autoexcitat.

Inductivitatea de magnetizare  $L_m$  a mașinii este variabilă, depinzând de flux și de turația câmpului.

În sistemul rotitor cu turația câmpului, în regim staționar curenții și tensiunile sînt mărimi continue, rezistențele, inductivitățile de dispersie și cea utilă sînt cele ale mașinii reale.

Ecuațiile mașinii în regim de generator autoexcitat scrise în sistemul clasic:

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= \bar{E} - \bar{I}_s (R_s + jX_{s\sigma}) \\ \bar{0} &= \bar{E} - \bar{I}_r (R_r / s + jX_{r\sigma}) \\ \bar{E} &= jX_m \bar{I}_r \\ \bar{I}_r &= \bar{I}_s + \bar{I}_m \end{aligned} \quad (6.4.14.)$$

Caracteristica de magnetizare și variația inductivității de magnetizare cu saturația este prezentată în figura 6.15.

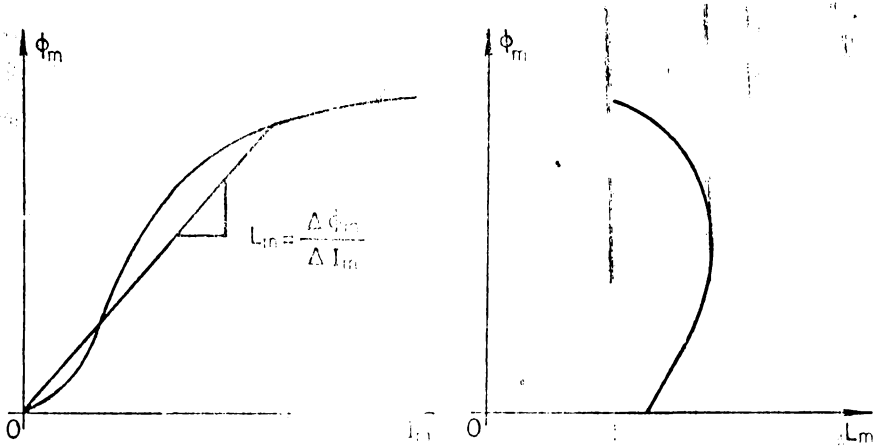


Fig.6.15.- Caracteristica de magnetizare și variația lui  $L_m$  cu fluxul

Condiția de autoexcitație a schemei din figura 6.14.este:

$$Y_0 + Y_m = 0 \quad (6.4.15.)$$

unde  $Y_0$  este admitanța rezistenței  $R_{or}$  în paralel cu capacitatea  $C_0$

$$Y_0 = \frac{1}{R_{or}} + j\omega_0 C_0$$

iar  $Y_m$  este admitanța de intrare a mașinii de inducție(figura 6.14.)

$$\frac{1}{R_{or}} + j\omega_0 C_0 + Y_m = 0 \quad (6.4.16.)$$

$Y_m$  este inversa impedanței formată din impedanțe statorică a mașinii în serie cu impedanța rotorică în paralel cu cea de magnetizare.

$$\bar{Z} = \bar{Z}_s + \frac{\bar{Z}_m \cdot \bar{Z}_r}{\bar{Z}_m + \bar{Z}_r}$$

$$Y_m = \frac{1}{\bar{Z}} = \frac{\bar{Z}_m + \bar{Z}_r}{(\bar{Z}_s + \bar{Z}_r) \cdot \bar{Z}_m + \bar{Z}_s \cdot \bar{Z}_r}$$

unde:

$$\bar{Z}_s = R_s + jX_{sr}$$

$$\bar{Z}_r = \frac{R_r}{s} + jX_{rr}$$

$$\bar{Z}_m = jX_m$$

Înlocuind impedanțele cu valorile de mai sus și efectuând calculele se obține:

$$Y_M = \frac{\frac{R_r}{s} + j(X_M + X_{r\sigma})}{\left[ (R_s + \frac{R_r}{s}) + j(X_{\sigma r} + X_{r\sigma}) \right] \cdot jX_M + (R_s + jX_{\sigma r}) \left( -\frac{R_r}{s} + jX_{r\sigma} \right)} \quad (6.4.17.)$$

$$Y_M = \frac{\frac{R_r}{s} + jX_r}{\left( \frac{R_s \cdot R_r}{s} - X_{\sigma r} \cdot X_r - X_{r\sigma} \cdot X_M \right) + j(R_s X_r + \frac{R_r}{s} X_{\sigma r} + \frac{R_r}{s} X_M)}$$

unde  $X_{\sigma r}$  - este reactanța de dispersie statorică;

$X_{r\sigma}$  - reactanța de dispersie rotorică;

$X_M$  - reactanța de magnetizare  $X_s = X_M + X_{\sigma r}$  - reactanța statorică totală și

$X_r = X_M + X_{r\sigma}$  - reactanța rotorică totală.

Se notează, cu:

$$A = \frac{R_s \cdot R_r}{s} - X_{\sigma r} \cdot X_r - X_{r\sigma} \cdot X_M$$

și

$$B = R_s \cdot X_r + \frac{R_r}{s} \cdot X_s$$

Cu această relație (6.4.17.) devine:

$$X_M = \frac{\frac{R_r}{s} + jX_r}{A + jB} = \frac{\left( \frac{R_r}{s} + jX_r \right) (A - jB)}{A^2 + B^2} \quad (6.4.18.)$$

$$Y_M = \frac{\frac{R_r}{s} \cdot A + B \cdot X_r}{A^2 + B^2} + j \frac{A \cdot X_r - \frac{R_r}{s} \cdot B}{A^2 + B^2} \quad (6.4.19.)$$

Înlocuind relația (6.4.19.) în (6.4.16.) se obține:

$$\frac{1}{R_{ef}} + j\omega_1 C_e + \frac{\frac{R_r}{s} \cdot A + B \cdot X_r}{A^2 + B^2} + j \frac{A \cdot X_r - \frac{R_r}{s} \cdot B}{A^2 + B^2} = 0 \quad (6.4.20.)$$

Se egalează atât partea reală cât și cea imaginară cu zero.

$$\frac{1}{R_{ef}} + \frac{\frac{R_r}{s} \cdot A + B \cdot X_r}{A^2 + B^2} = 0 \quad (6.4.21.)$$

$$\omega_1 C_e + \frac{A \cdot X_r - \frac{R_r}{s} \cdot B}{A^2 + B^2} = 0$$



6.4.1. Frinarea în regim de generator autoexcitat fără rezistență cuplată la intrarea inverterului

În acest caz  $R_{fe} = \infty$ . Energia mecanică este transformată în căldură în rezistența statorică și rotorică a mașinii.

Ecuațiile (6.4.21.) devin:

$$\frac{R_r}{s} \cdot A + B \cdot X_r = 0 \quad (6.4.22.)$$

$$\frac{A^2 + B^2}{A^2 + B^2} = 0$$

$$\omega_1 C_e + \frac{A \cdot X_r - \frac{R_r}{s} \cdot B}{A^2 + B^2} = 0$$

Înlocuind A și B în (6.4.22) obținem:

$$\frac{R_r}{s} \left( \frac{R_s \cdot R_r}{s} \cdot X_{se} \cdot X_r - X_{re} \cdot X_m \right) + X_r \cdot \left( R_s X_r + \frac{R_r}{s} \cdot X_s \right) = 0 \quad (6.4.23.)$$

Înlocuind în (6.4.23.) reactanța statorică și rotorică funcție de cea de magnetizare și de dispersie, obținem:

$$X_s = X_{sr} + X_m \quad (6.4.24.)$$

și

$$X_r = X_{rr} + X_m$$

$$\frac{R_r}{s} \cdot \left( \frac{R_s \cdot R_r}{s} - X_{se} (X_{se} + X_m) - X_{re} \cdot X_m \right) + R_s (X_{rr} + X_m)^2 + \frac{R_r}{s} \cdot (X_{se} + X_m) (X_{rr} + X_m) = 0 \quad (6.4.25.)$$

$$\left( R_s + \frac{R_r}{s} \right) \cdot X_m^2 + 2X_{re} \cdot R_s \cdot X_m + R_s \left( -\frac{R_r^2}{s^2} + X_{re}^2 \right) = 0 \quad (6.4.26.)$$

S-a ajuns la o ecuație de gradul doi în  $X_m$ . Rezolvind după formula trinomială obținem dependența reactanței de magnetizare respectiv a inductivității de magnetizare în perioada de frinare funcție de parametrii mașinii și alunecare.

$$X_m = \frac{-R_s \cdot X_{re} \pm \sqrt{R_s^2 \cdot X_{re}^2 - \left( R_s + \frac{R_r}{s} \right) \left( -\frac{R_r^2}{s^2} + X_{re}^2 \right) \cdot R_s}}{R_s + \frac{R_r}{s}} \quad (6.4.27.)$$

$$\text{Dar } X_m = \omega_1 L_m \quad (6.4.28.)$$

Considerăm din relația(6.4.27) numai soluția cu plus întrucât  $L_m$  nu poate fi negativ.

$$L_m = \frac{-R_s \cdot X_{r\sigma} + \sqrt{R_s^2 \cdot X_{r\sigma}^2 - R_s \left(R_s + \frac{R_r}{s}\right) \left(\frac{R_r^2}{s^2} + X_{r\sigma}^2\right)}}{\omega_1 \cdot \left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)} \quad (6.4.29.)$$

În relația(6.4.29.)efectuînd calculele obținem:

$$L_m = -\frac{R_s \cdot L_{r\sigma} \cdot s^2}{s^2 \cdot R_s + sR_r} + \sqrt{\left(\frac{R_s \cdot L_{r\sigma} \cdot s^2}{s^2 \cdot R_s + sR_r}\right)^2 - \frac{R_s}{\omega_1^2} \cdot \frac{R_r^2 + (s\omega_1 \cdot L_{r\sigma})^2}{s^2 \cdot R_s + sR_r}} \quad (6.4.30.)$$

Pentru a avea soluții reale ale inductivității de magnetizare din relația(6.4.30) rezultă condiția:

$$s^2 \cdot R_s + s \cdot R_r \leq 0 \quad (6.4.31.)$$

Rădăcinile ecuației(6.4.31.) sînt:

$$s_1 = 0$$

și

$$s_2 = -\frac{R_r}{R_s} \quad (6.4.32.)$$

Deci alunecarea trebuie să fie cuprinsă între cele două valori pentru ca  $L_m$  să aibă valori reale

$$-\frac{R_r}{R_s} \leq s \leq 0 \quad (6.4.33.)$$

Pentru cele două valori ale alunecării egale cu zero și  $-\frac{R_r}{R_s}$  inductivitatea de magnetizare este infinită,  $L_m = \infty$ .

Pentru a determina valoarea minimă a inductivității de magnetizare (în saturație). Se derivează relația(6.4.30.) în raport cu alunecarea și se egalează cu zero.

$$\frac{dL_m}{ds} = 0$$

de unde rezultă alunecarea la care se atinge valoarea minimă pentru inductivitatea de magnetizare :

$$s_m = -\frac{R_r}{R_s + \sqrt{(R_s + R_r)^2 + (\omega_1 L_{r\sigma})^2}} \quad (6.4.34.)$$

$$L_{\min} = \frac{R_s \cdot L_{Tc}}{\sqrt{(R_s + R_r)^2 + (\omega_1 L_{Tc})^2}} + \sqrt{\frac{R_s^2 \cdot L_{Tc}^2}{(R_s + R_r)^2 + (\omega_1 L_{Tc})^2} + \frac{2R_s(R_s + R_r) + \sqrt{(R_s + R_r)^2 + (\omega_1 L_{Tc})^2}}{\omega_1^2}} \quad (6.4.35.)$$

Pentru mașina pe care s-au efectuat încercările experimentale (datele mașinii sînt în capitolul 5) dependența inductivității de magnetizare funcție de alunecare este prezentată în figura 6.16., obținută cu ajutorul relațiilor (6.4.30) și (6.4.35.) prin înlocuirea parametrilor mașinii.

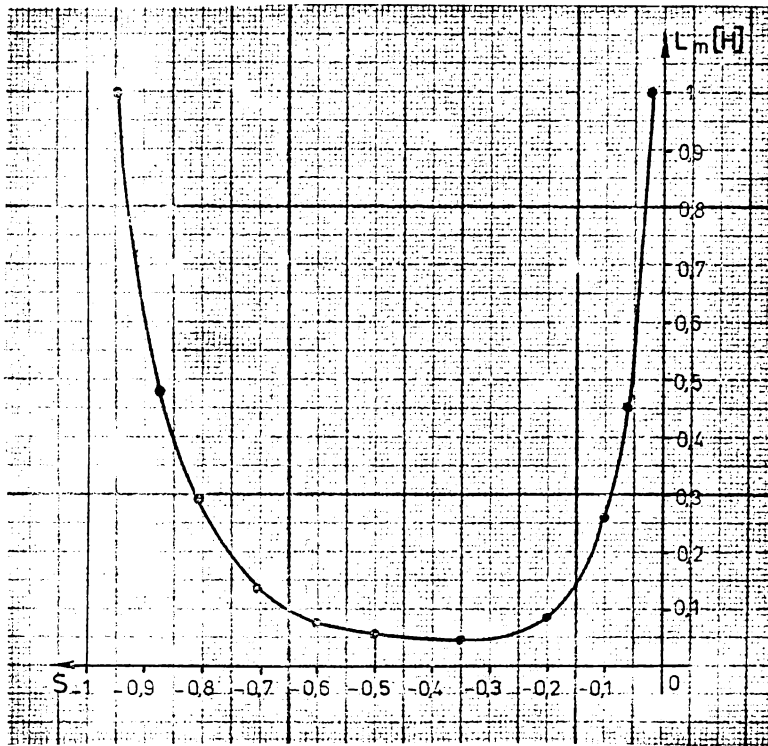


Fig.6.16.-Caracteristica  $L_m = f(s)$  pentru  $f_1 = 25$  Hz și  $R_s = 1,7 \Omega$ ;  $R_r = 1,7 \Omega$ ;  $L_{Tc} = 0,01$  H.

Cu scăderea frecvenței caracteristicile  $L_m = f(s)$  se deplasează în sus.

La alunecări mici în relația (6.4.30) termenii care conțin pe  $s^2$  pot fi neglijați caz în care:

$$L_m = \frac{1}{\omega_1} \sqrt{\frac{R_r^2 \cdot R_s}{R_r \cdot s}} \quad (6.4.36.)$$

$$L_m = \frac{1}{\omega_1} \sqrt{\frac{R_r \cdot R_s}{s}} \quad (6.4.37.)$$

Alunecarea fiind mică curentul rotoric  $I_r = \frac{s \cdot E}{R_r}$  este și el mic și se poate considera:

$$I_s \approx I_m \quad (6.4.38.)$$

Schema echivalentă și diagrama fazorială pentru alunecări mici este prezentată în figura 6.17.

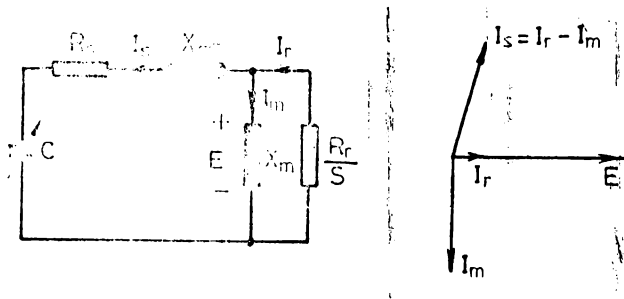


Fig.6.17.- Schema echivalentă a) și diagrama fazorială b) la alunecări mici și  $R_{r0} = \infty$

În cazul cînd  $R_{r0} = \infty$  puterea electromagnetică se disipă în mașină, în rezistența statorică.

Notăm cu E tensiunea indusă pe fază de cîmpul din mașină. Rezultă pe baza relației (6.4.38.)

$$\frac{E^2}{X_m^2} \cdot R_s = - \frac{E^2}{\frac{R_r}{s}} \quad (6.4.39.)$$

de unde rezultă valoarea alunecării:

$$s = - \frac{R_s \cdot R_r}{X_m^2} = - \frac{R_s \cdot R_r}{(\omega_1 L_m)^2} \quad (6.4.40.)$$

Pentru a determina alunecarea la care se mai asigură autoexcitația în relația (6.4.40.) se înlocuiește valoarea inductivității de magnetizare cu cea a mașinii nesaturate.

$$s_0 = - \frac{R_s \cdot R_r}{(\omega_1 L_{mg})^2} \quad (6.4.41.)$$

Cu  $L_{mg}$  - am notat inductivitatea utilă nesaturată.

Tensiunea indusă maximă se obține la valoarea minimă a inductivității de magnetizare.

În relația (6.4.35.) care exprimă inductivitatea minimă se neglijează inductivitatea de dispersie rotorică și se obține pentru  $L_m$  min valoarea:

$$L_m \min = \frac{2 \sqrt{R_s (R_s + R_r)}}{\omega_1} \quad (6.4.42.)$$

Din relația (6.4.42) se observă că valoarea inductivității minime crește cu scăderea frecvenței.

Cînd această valoare devine egală cu inductivitatea de magnetizare nesaturată a mașinii, obținem frecvența statorică limită de la care se pierde autoexcitația.

Deci,

$$\omega_1 = \frac{2 \sqrt{R_s (R_s + R_r)}}{L_{mg}} \quad (6.4.43)$$

Sub această frecvență se pierde autoexcitația, respectiv cuplul de frinare.

#### 6.4.2. Frinarea în regim de generator autoexcitat prin cuplarea unei rezistențe $R_{fe}$ la intrarea inverterului

Cînd rezistența  $R_{fe}$  are o valoare finită relația (6.4.21) devine:

$$\frac{1}{R_{fe}} + \frac{\frac{R_r}{s} A + B \cdot X_r}{A^2 + B^2} = 0 \quad (6.4.44)$$

$$A^2 + B^2 + R_{fe} \cdot \frac{R_r}{s} \cdot A + R_{fe} \cdot B \cdot X_r = 0 \quad (6.4.45)$$

Înlocuind A și B cu valorile

$$A = \frac{R_s \cdot R_r}{s} - X_{sc} \cdot X_r - X_{rc} \cdot X_m$$

și

$$B = R_s \cdot X_r + \frac{R_r}{s} \cdot X_s$$

notația făcută la începutul subcapitolului 6.4.

$$\left( \frac{R_s \cdot R_r}{s} - X_{sc} \cdot X_r - X_{rc} \cdot X_m \right)^2 + \left( R_s \cdot X_r + \frac{R_r}{s} \cdot X_s \right)^2 + R_{fe} \cdot \frac{R_r}{s} \left( -\frac{R_s \cdot R_r}{s} - X_{sc} \cdot X_r - X_{rc} \cdot X_m \right) + R_{fe} \cdot X_r \cdot \left( R_s \cdot X_r + \frac{R_r}{s} \cdot X_s \right) = 0 \quad (6.4.46)$$

Efectuind calculele se obține o ecuație de gradul doi în  $L_m$  de forma:

$$D \cdot L_m^2 + F \cdot L_m + G = 0 \quad (6.4.47)$$

unde:

$$D = \omega_1^2 \cdot \left[ s \cdot R_r + s^2 \cdot R_s + \frac{R_r^2 + R_s \cdot R_r \cdot s + (X_{sr} + X_{rs})^2 \cdot s^2}{R_s + R_{fe}} \right]$$

$$F = \omega_1 \cdot \left[ 2 \cdot R_s \cdot X_{rs} \cdot s^2 + \frac{2(X_{sr} \cdot X_{rs}^2 + X_{sr}^2 \cdot X_{rs}) \cdot s^2 + 2X_{sr} \cdot R_r^2}{R_s + R_{fe}} \right] \quad (6.4.48)$$

$$G = (R_s \cdot R_r^2 + s^2 \cdot R_s \cdot X_{sr}^2 + \frac{R_r^2 \cdot X_{sr}^2 + s^2 \cdot X_{sr}^2 \cdot X_{rs}^2}{R_s + R_{fe}})$$

Neglijind termenii care conțin produsele la pătrata reactanțelor de dispersie cu alunecarea, din cauza valorilor foarte mici se obțin pentru coeficienții D, F și G valorile:

$$D = \omega_1^2 \cdot (s \cdot R_r + s^2 \cdot R_s + \frac{R_r^2}{R_s + R_{fe}})$$

$$F = 2\omega_1 (s^2 \cdot R_s \cdot X_{rs} + \frac{R_r^2 \cdot X_{sr}}{R_s + R_{fe}}) \quad (6.4.49)$$

$$G = R_s \cdot R_r^2$$

Cu această soluția ecuației (6.4.47) este:

$$L_m = - \frac{s^2 \cdot R_s \cdot L_{rs} + \frac{R_r^2 \cdot L_{sr}}{R_s + R_{fe}}}{s^2 \cdot R_s + s \cdot R_r + \frac{R_r^2}{R_s + R_{fe}}} + \sqrt{\left( \frac{s^2 \cdot R_s \cdot L_{rs} + \frac{R_r^2 \cdot L_{sr}}{R_s + R_{fe}}}{s^2 \cdot R_s + s \cdot R_r + \frac{R_r^2}{R_s + R_{fe}}} \right)^2 - \frac{R_s}{\omega_1^2} \cdot \frac{R_r^2}{s^2 \cdot R_s + s \cdot R_r + \frac{R_r^2}{R_s + R_{fe}}}} \quad (6.4.50)$$

Domeniul de existență al inductivității  $L_m$  funcție de alunecare este între rădăcinile ecuației:

$$s^2 \cdot R_s + s R_r + \frac{R_r^2}{R_s + R_{fe}} = 0 \quad (6.4.51)$$

$$s_{1,2} = \frac{-R_r \pm \sqrt{R_r^2 - \frac{4R_r^2 \cdot R_s}{R_s + R_{fe}}}}{2R_s} \quad (6.4.52)$$

Efectuând calculele rezultă:

$$s_1 = -\frac{R_r}{2R_s} \left( 1 + \sqrt{\frac{R_{fe} + 3R_s}{R_s + R_{fe}}} \right)$$

$$s_2 = -\frac{R_r}{2R_s} \left( 1 - \sqrt{\frac{R_{fe} - 3R_s}{R_s + R_{fe}}} \right) \quad (6.4.53)$$

Ca soluțiile să fie reale trebuie ca:

$$R_{fe} - 3R_s \geq 0 \quad (6.4.54.)$$

deci:

$$R_{fe} \geq 3R_s \quad (6.4.55)$$

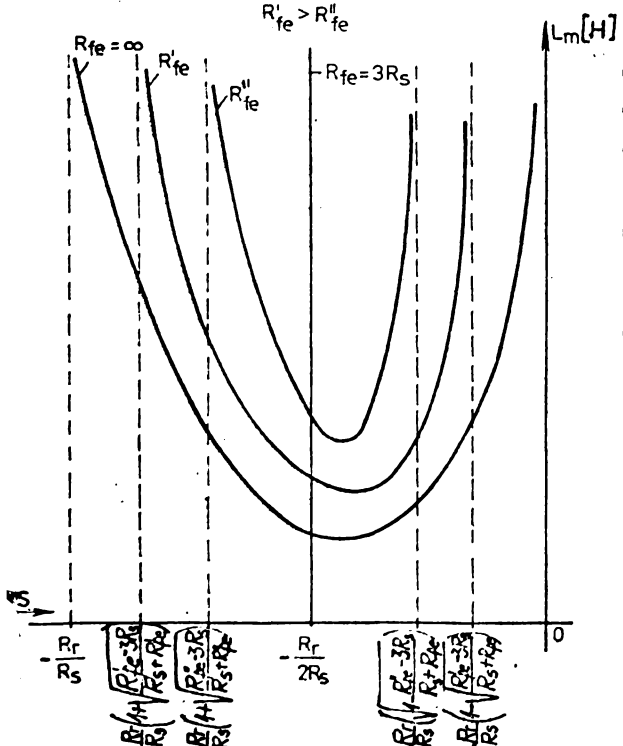


Fig.6.18- Restringerea domeniului de variație \$L\_m = f(s)\$ cu modificarea lui \$R\_{fe}\$

Cu cât \$R\_{fe}\$ este mai mare domeniul de variație \$L\_m = f(s)\$ este mai mare. La \$R\_{fe} = \infty\$ se ajunge la soluțiile ecuației (6.4.31) \$s\_1 = 0\$ și \$s\_2 = -\frac{R\_r}{R\_s}\$.

Cînd \$R\_{fe} = 3R\_s\$ domeniul de variație \$L\_m = f(s)\$ se reduce la zero.

În figura 6.18 este prezentată restringerea domeniului de variație \$L\_m = f(s)\$ cu variația lui \$R\_{fe}\$ în intervalul \$\infty, 3R\_s\$.

Tot din figura 6.18 se observă că prin micșorarea lui \$R\_{fe}\$ începerea frînării începe la alunecări mai mari în valoare absolută iar pierderea autoexcitației se face

la alunecări mai mici în valoare absolută față de situația  $R_{fe} = \infty$

Dacă la alunecări mici în relația(6.4.50)se neglijează termenii în  $s^2$ , expresia inductivității mașinii devine:

$$L_m = - \frac{\frac{R_r \cdot L_{gs}}{R_s + R_{fe}}}{s + \frac{R_r}{R_{fe} + R_s}} + \sqrt{- \frac{R_s \cdot R_r}{\omega_1^2 \cdot (s + \frac{R_r}{R_s + R_{fe}})}} \quad (6.4.55)$$

Dacă în această expresie valoarea lui  $L_m$  se înlocuiește cu inductivitatea utilă a mașinii nesatură(aceasta fiind inductivitatea maximă)se obține alunecarea de la care nu se mai asigură autoexcitația.

Rezolvînd relația(6.4.55)în raport cu  $s$  și înlocuind  $L_m$  cu inductivitatea utilă nesaturată a mașinii rezultă;

$$L_{mg} = - \frac{\frac{R_r \cdot L_{gs}}{R_{fe} + R_s}}{s_0 + \frac{R_r}{R_{fe} + R_s}} + \sqrt{- \frac{R_s \cdot R_r}{\omega_1^2 (s_0 + \frac{R_r}{R_{fe} + R_s})}} \quad (6.4.56)$$

$$\left[ L_{mg} \cdot (s_0 + \frac{R_r}{R_s + R_{fe}}) + \frac{R_r \cdot L_{gs}}{R_s + R_{fe}} \right]^2 = - \frac{R_s \cdot R_r}{\omega_1^2 (s_0 + \frac{R_r}{R_s + R_{fe}})} \quad (6.4.57)$$

$$L_{mg}^2 (s_0 + \frac{R_r}{R_s + R_{fe}})^2 + 2L_m \cdot \frac{R_r \cdot L_{gs}}{R_s + R_{fe}} \cdot (s_0 + \frac{R_r}{R_s + R_{fe}}) + \frac{R_r^2 \cdot L_{gs}^2}{(R_s + R_{fe})^2} = - \frac{R_s R_r}{\omega_1^2 (s_0 + \frac{R_r}{R_s + R_{fe}})} \quad (6.4.58)$$

În relația (6.4.58) termenul care conține inductivitatea de dispersie statică la pătrat înmulțit cu raportul  $(R_r / (R_s + R_{fe}))^2$  care este subunitar, se poate neglija.



$$L_{mg}^2 \left( s_0 + \frac{R_r}{R_s + R_{fe}} \right)^2 + \left( s_0 + \frac{R_r}{R_s + R_{fe}} \right) \left( 2L_{mg} \cdot \frac{R_r L_{mg} \sigma}{R_s + R_{fe}} + \frac{R_r R_{fe}}{\omega I^2} \right) = 0 \quad (6.4.59)$$

Din relația(6.4.59) rezultă soluțiile:

$$s_{01} = - \frac{R_r}{R_s + R_{fe}} \quad (6.4.60)$$

$$s_{02} = - \frac{R_r \cdot R_{fe}}{\omega I L_{mg}} - \frac{R_r}{R_s + R_{fe}} \left( 1 + \frac{2L_{mg} \sigma}{L_{mg}} \right)$$

Valoarea alunecării  $s_{01}$  corespunde începerii procesului de auto-excitație iar  $s_{02}$  de pierderea autoexcitației.

Caracteristica  $L_m = f(s)$  prezentată în figura 6.19 calculată pe baza relației(6.4.50) înlocuind parametrii mașinii MA 10C 3L(capitolul 5)cu rezistență de frinare  $R_{fe} = 18,23\Omega$ . Aceasta corespunde rezistenței de la intrarea inverterului de  $R_r = \pi^2/6 \cdot R_{fe} = 30\Omega$ , respectiv o putere instantanee recuperată la începutul frînării  $P_{ins} = U_d^2/R_r = 70^2/30 = 163 \text{ W}$ .

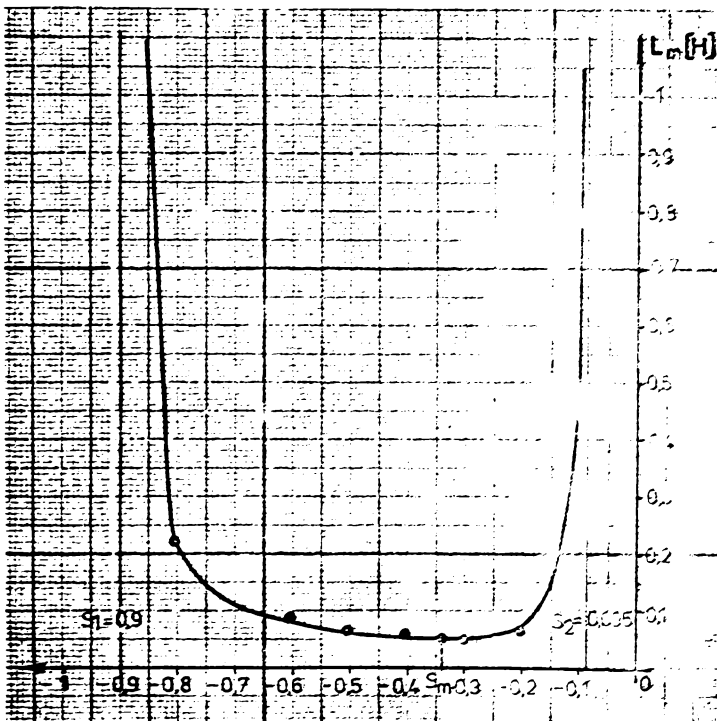


Fig.6.19- Caracteristica  $L_m = f(s)$  pentru  $\omega_1 = 157 \text{ rad/sec}$  și  $R_r = 1,7\Omega$ ;  $R_r = 1,7\Omega$ ;  $L_s = 0,011 \text{ H}$ ;  $L_r = 0,011 \text{ H}$   $R_{fe} = 18,23\Omega$  ( $R_r = 30\Omega$ )

Examinând relațiile(6.4.50) și(6.5.53) se observă că micșorând rezistența conectată la intrarea inverterului, valoarea inductivității minime se deplasează în sus iar domeniul de existență a funcției se îngustează.

Când valoarea rezistenței  $R_{fe}$  devine egală cu  $3R_s$ ,  $R_s$  fiind rezistența statorică, domeniul se reduce la o dreaptă. Aceasta deoarece discriminantul ecuației(6.4.51) pentru această valoare a lui  $R_{fe}=3R_s$  este zero și deci ecuația are două soluții confundate.

În figura 6.20 sînt prezentate două caracteristici  $L_m=f(s)$  pentru două valori ale lui  $R_{fe}$  ( $R_{fe}=\infty$  și  $R_{fe}=18,23\Omega$ ).

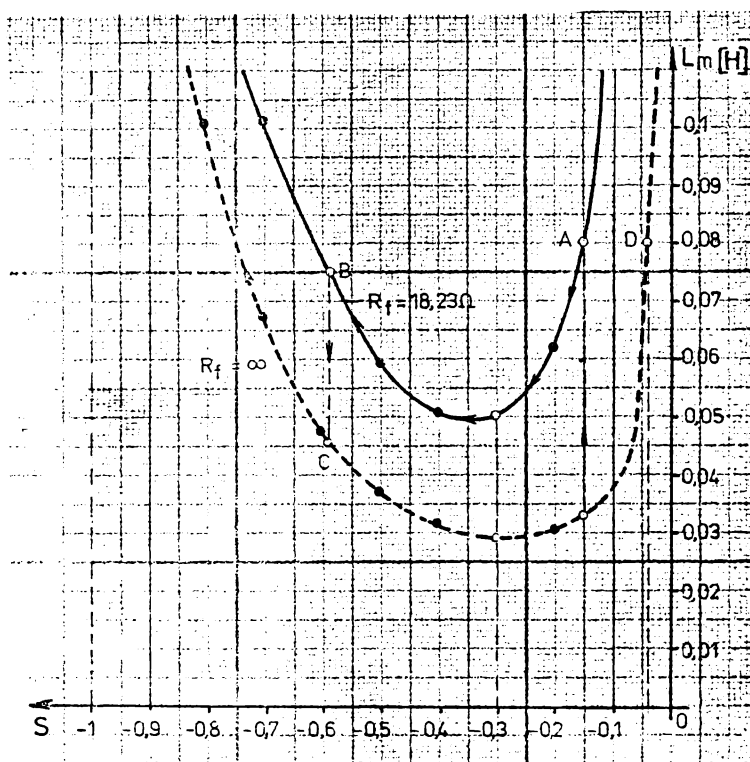


Fig.6.20 - Caracteristicile  $L_m=f(s)$  pentru  $R_{fe}=\infty$  și  $R_{fe}=18,23\Omega$  ( $R_s=30\Omega$ ),  $\omega_1=157$  rad/sec;  $R_r=1,7\Omega$ ;  $R_f=1,7\Omega$   $L_{\sigma\sigma} = L_{rs} = 0,011$  H.

Micșorarea rezistenței de la intrarea inverterului duce la reducerea nivelului de saturare, respectiv a tensiunii de ieșire.

Pentru a extinde domeniul de frinare se începe frinarea cu rezistență conectată la intrarea inverterului iar de la o anumită turație este deconectată.

Frinarea începe în punctul A (figura 6.20) până în punctul B pe caracteristica  $R_{2e} = 18,23 \Omega$  iar în B această rezistență este deconectată. Frinarea se continuă pe caracteristica  $R_2 = \infty$  din punctul C până la pierderea autoexcitației.

6.4.3. Tensiunea de ieșire la frinare la generator autoexcitat

Tensiunea de ieșire la funcționarea în regiunea de generator autoexcitat este egală cu tensiunea indusă minus căderea pe rezistența și reactanța de dispersie statorică.

Schema echivalentă și diagrama fazorială sunt prezentate în figura 6.21.

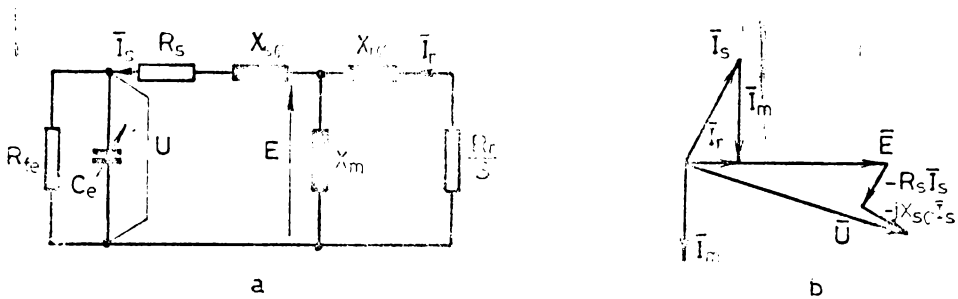


Fig.6.21. Schema echivalentă pentru o fază (a), și diagrama fazorială la frinare (b) în regiunea autoexcitată alimentată prin inverter de tensiune a mașinii de inducție

$$\bar{U} = \bar{E} - \bar{I}_s \cdot (R_s + jX_{sc}) \quad (6.4.51)$$

$$\bar{I}_r = \bar{I}_s + \bar{I}_m$$

$$\bar{E} = -jX_m \cdot \bar{I}_m$$

Neglijind reactanța de dispersie rotorică curentul rotoric are expresia:

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{E}}{R_r/s} \quad (6.4.52)$$

$$\bar{U} = \bar{E} - (\bar{I}_r - \bar{I}_m) \cdot (R_s + jX_{sc}) \quad (6.4.53)$$

$$\bar{I}_m = - \frac{\bar{E}}{jX_m}$$

$$\bar{U} = \bar{E} - \left( \frac{\bar{E} \cdot s}{R_r} + \frac{\bar{E}}{jX_m} \right) (R_s + jX_{s\sigma}) \quad (6.4.54)$$

$$\frac{\bar{U}}{\bar{E}} = 1 - \left( \frac{s}{R_r} + \frac{1}{jX_m} \right) (R_s + jX_{s\sigma}) \quad (6.4.55)$$

$$\frac{\bar{U}}{\bar{E}} = \left( 1 - \frac{R_s}{R_r} \cdot s - \frac{X_{s\sigma}}{X_m} \right) + j \left( \frac{R_s}{X_m} - \frac{X_{s\sigma}}{R_r} \cdot s \right) \quad (6.4.56)$$

Din diagrama fazorială din figura 6.21 b din cauza sarcinii cu caracter capacitiv a generatorului asincron autoexcitat tensiunea la borne, la alunecări mici, este mai mare decât tensiunea indusă. Prin ceborirea turajiei în procesul de frinare și creștere a alunecării această tensiune devine mai mică decât tensiunea indusă. Egalând raportul dintre tensiunea la borne și tensiunea indusă cu unu din relația (6.4.56) deducem alunecarea de la care tensiunea la borne devine mai mică decât cea indusă.

#### 6.4.4. Expresia cuplului electromagnetic de frinare

Se știe că:

$$M_{ef} = \frac{mp}{\omega_1} \cdot \frac{R_r}{s} \cdot I_r^2 \quad (6.4.57)$$

$m$  - fiind numărul de faze iar  $p$  - numărul perechilor de poli,  
dar:

$$I_r = \frac{E}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_{r\sigma}^2}} \quad (6.4.58)$$

$$M_{ef} = \frac{m \cdot p}{\omega_1} \cdot \frac{R_r}{s} \cdot \frac{E^2}{\left(\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_{r\sigma}^2\right)^2} \quad (6.4.59)$$

Dar cum  $X_{r\sigma} \ll \frac{R_r}{s}$  expresia cuplului devine :

$$M_{ef} = \frac{m \cdot p}{\omega_1} \cdot \frac{R_r}{s} \cdot \frac{E^2}{R_r^2} \cdot s^2 \quad (6.4.60)$$

sau:

$$M_{ef} = \frac{m \cdot p}{R_r} \cdot \left(\frac{k}{\omega_1}\right)^2 \cdot (\omega_1 - \omega_r) \quad (6.4.61)$$

Stim că:

$$E = \frac{\sqrt{2}}{2} W \cdot \beta \cdot \omega_1$$

Cu aceste relații(6.4.71)devine:

$$M_{ef} = \frac{m \cdot P}{2 R_r} \cdot (W \beta)^2 \cdot (\omega_1 - \omega_r) \quad (6.4.72)$$

Dar  $\omega_1 - \omega_r = \omega_s$  și  $\psi = W \cdot \beta$

$$M_{ef} = \frac{m \cdot P}{2 R_r} \cdot \psi^2 \cdot \omega_s \quad (6.4.73)$$

Dacă frinarea se efectuează la frecvență rotorică constantă  $\omega_s = \text{constant}$ , cuplul de frinare depinde de magnetizarea mașinii, fiind proporțional cu pătratul fluxului, relația(6.4.73)

Caracteristica mecanică la frinare în regim de generator autoexcitat a fost ridicată în această condiție, de menținere a frecvenței rotorice constante,

#### 6.4.5. Rezultate experimentale privind frinarea în regim de generator a mașinii de inducție autoexcitată

Dacă în timpul frinării în regim de generator autoexcitat se menține frecvența rotorică constantă, cuplul electromagnetic are o dependență parabolică cu fluxul din întrefier (conform relației 6.4.73). Este deci important cunoașterea valorii fluxului și dependența sa de curentul de magnetizare.

Caracteristica de magnetizare a mașinii s-a ridicat utilizând montajul prezentat în figura 6.22.

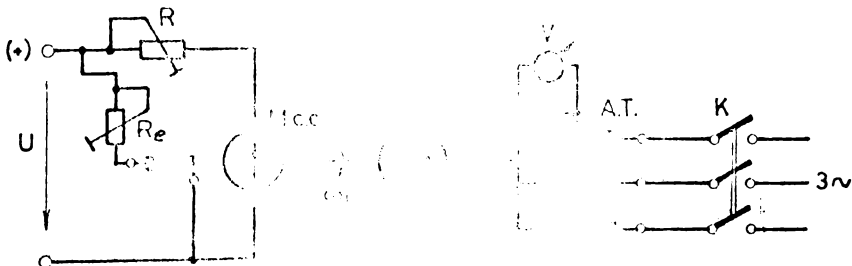


Fig.6.22.- Schema electrică folosită pentru ridicarea caracteristicii de magnetizare.

Mașina de inducție este rotită de mașina de curent continuu la turația de sincronism. Înfișurarea statorică este alimentată de la un autotransformator cu tensiune variabilă.

Schema echivalentă și diagrama fazorială la rotirea cu turația de sincronism (adică  $s=0$ ) este prezentată în figura 6.23.

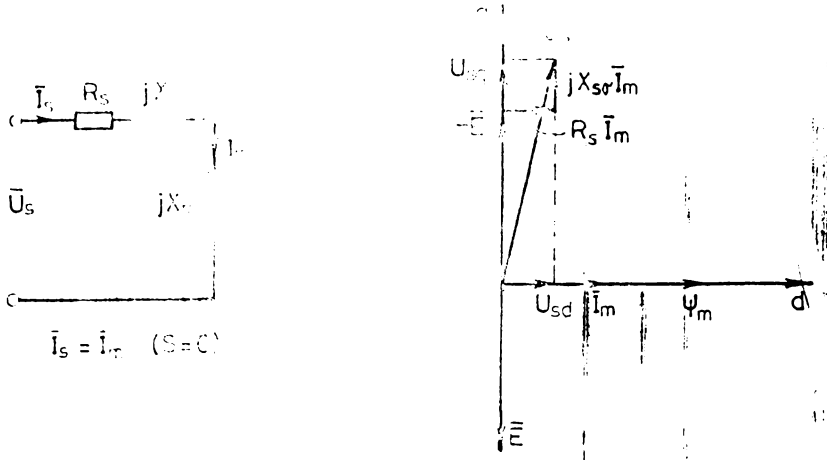


Fig.6.23 - Schema echivalentă și diagrama fazorială la  $s=0$

Aliniem axa d după fazorul fluxului din întrefier, tensiunea ind fiind în quadratură cu fluxul va fi orientată după axa q.

Deci:

$$\begin{aligned}
 I_{sd} &= I_m & \diamond \\
 I_{sq} &= 0 \\
 U_{sd} &= R_s I_m & (6.4.74) \\
 U_{sq} &= E + X_{sr} \cdot I_m
 \end{aligned}$$

Se știe că:

$$U_s = \sqrt{U_{sd}^2 + U_{sq}^2} = \sqrt{R_s^2 \cdot I_m^2 + (E + X_{sr} \cdot I_m)^2} \quad (6.4.75)$$

$$U_s^2 = R_s^2 \cdot I_m^2 + E^2 + 2E \cdot X_{sr} \cdot I_m + X_{sr}^2 \cdot I_m^2 \quad (6.4.76)$$

$$E^2 + 2X_{sr} \cdot I_m \cdot E - (U_s^2 - R_s^2 \cdot I_m^2) = 0$$

unde:

$$X_s = \sqrt{R_s^2 + X_{sr}^2}$$

Soluția ecuației(6.4.66) este:

$$E = \sqrt{U_s^2 - R_s^2 \cdot I_m^2 - X_{sc} \cdot I_m} \quad (6.4.77)$$

Deși:

$$E = \frac{\sqrt{2}}{2} (W\Phi) \cdot \omega_1 \quad \text{de unde;}$$

$$\Psi_m = \sqrt{2} \cdot \frac{\sqrt{U_s^2 - R_s^2 \cdot I_m^2 - X_{sc} \cdot I_m}}{\omega_1} \quad (6.4.78)$$

Tensiunea de fază  $U_s$  și curentul de fază  $I_m$  se determină prin măsurare (figura 6.22) și cunoscându-se și pulsația statorică  $\omega_1$  respectiv parametrii mașinii, se poate calcula punct cu punct caracteristica  $\Psi_m = f(I_m)$ .

Caracteristica de magnetizare a mașinii utilizate ridicată experimental este prezentată în figura 6.24.

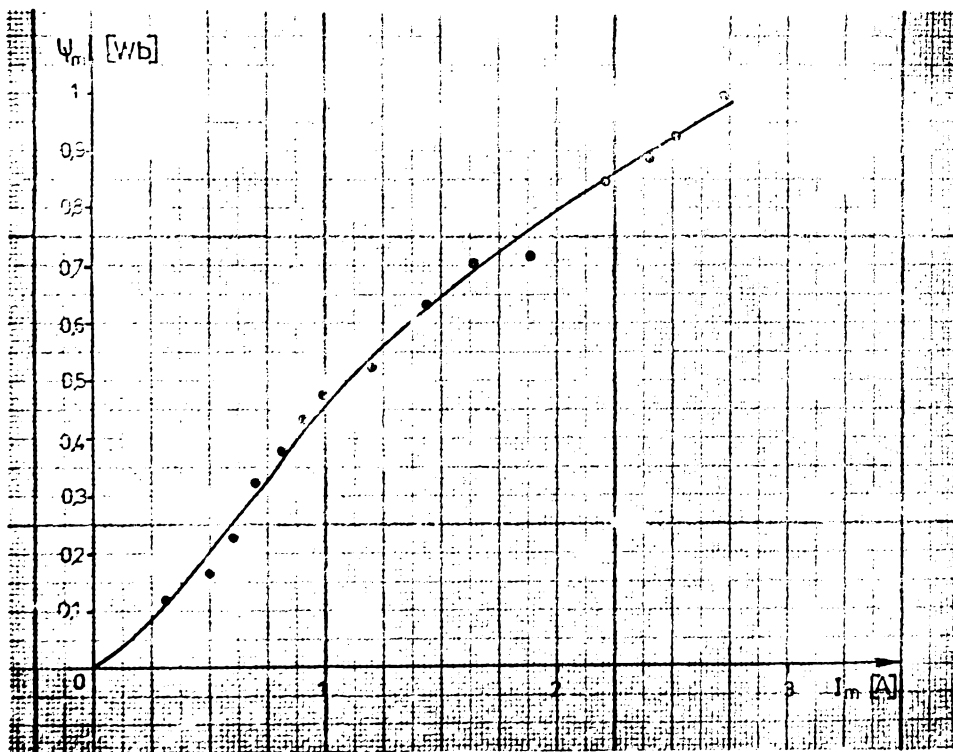
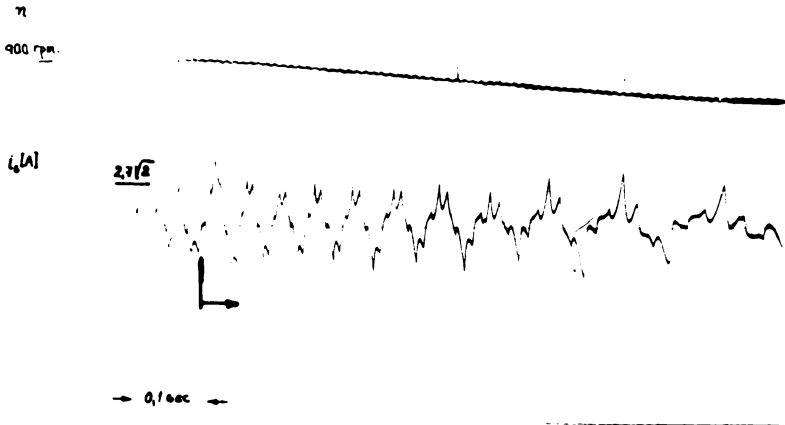
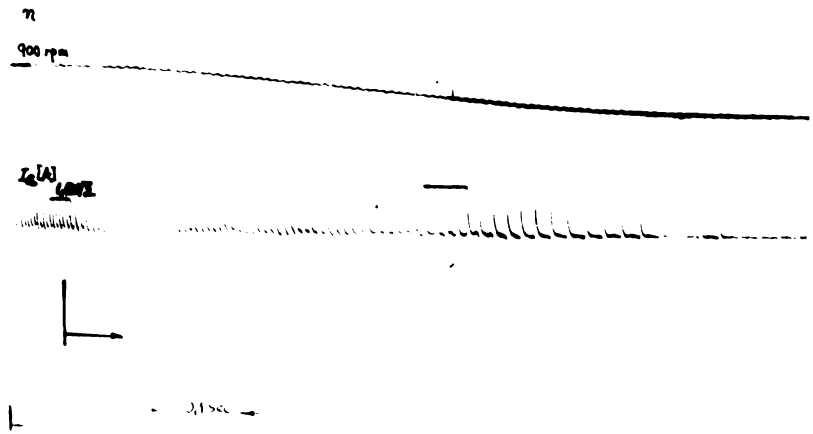


Fig.6.24.-Caracteristica de magnetizare a motorului ASI 100LS 28-4 ,ridicată experimental.

In figura 6.25 a și b sînt prezentate variația turajiei și a curentului fazei (a) și prin condensator(b) în timpul frînării iar în c) caracteristica mecanică la frinare cu  $R_p = \infty$  și  $f_2 = 3\text{Hz}$ .  
Timpul de frinare citit din oscilograma 6.25 a este de  $t_f = 0,8$



a)



b)



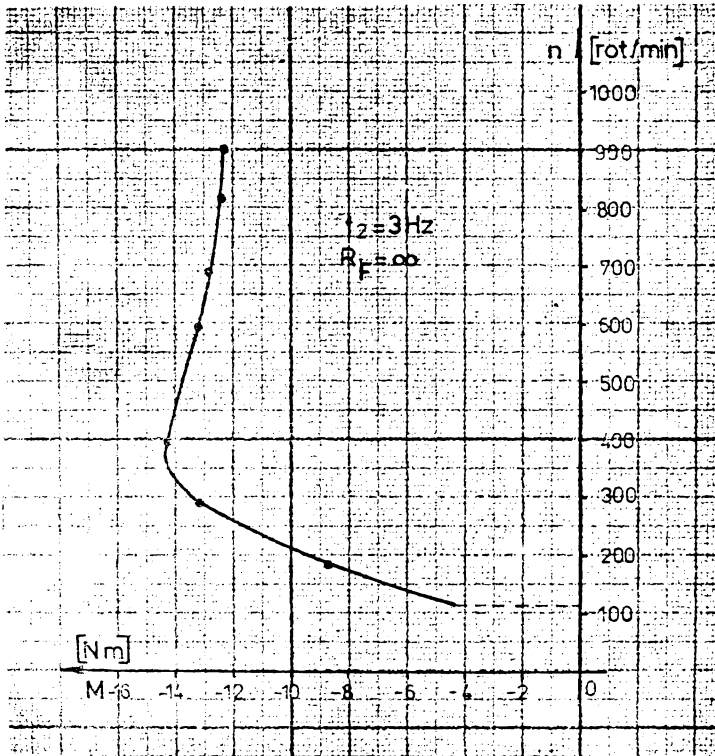


Fig.6.25 - Variația turajiei a) a curentului de fază statoric și a curentului de magnetizare b) și caracteristica mecanică la frînarea ca generator autoexcitat c) cu  $f_2 = 3\text{ Hz}$  și  $R_F = \infty$

Alunecarea la care se obține inductivitatea utilă minimă calculată înlocuind parametri mașinii, după relația (6.4.34) este:

$$s_m = - \frac{R_r}{R_s + \sqrt{(R_s + R_r)^2 + (\omega_1 L_{r\sigma})^2}}$$

Din oscilograma de figura 6.25 b se observă că valoarea cea mai mare a curentului de magnetizare  $I_m$  este la turajia  $n = 350$  rpm. Viteza unghiulară a rotorului rezultă  $\omega_r = \frac{2\pi}{60} \cdot n = 73,26$  rad/sec. Pulsația frecvenței statorice este  $\omega_1 = \omega_r - \omega_s$

Frecvența rotorică am impus-o de  $f_2 = 3\text{ Hz}$ ,  $\omega_s = 2\pi \cdot 3 = 18,84$  rad/s

$$\omega_1 = 73,26 - 18,87 = 54,41 \text{ rad/sec.}$$

$$\text{Rezultă a alunecare de } s_m = - \frac{\omega_s}{\omega_1} = - \frac{18,84}{54,41} = - 0,34$$

Inlocuind parametrii maşinii şi pulsaţia statorică de  $\omega_1 = 54,41$  rad/sec ( $R_s = 1,7\Omega$ ;  $R_r = 1,7\Omega$ ;  $L_r = 0,011H$ ) în relaţia (6.4.34) rezultă alunecarea:

$$s_m = - \frac{1,7}{1,7 + \sqrt{(1,7+1,7)^2 + (54,41 \cdot 0,011)^2}} = - 0,33$$

Rezultă o eroare foarte mică între valoarea calculată şi cea măsurată.

Domeniul de variaţie pentru caracteristica  $L_m = f(s)$  este  $s_1 = 0$  şi  $s_2 = - \frac{R_r}{R_s}$  adică  $s_2 = - \frac{1,7}{1,7} = -1$ .

Turaţia de la care se pierde autoexcitaţia calculată cu relaţia (6.4.43) este:

$$\omega_1 = \frac{2\sqrt{R_s(R_s + R_r)}}{L_{ag}} = \frac{2\sqrt{1,7 \cdot (1,7 + 1,7)}}{0,283}$$

$$\omega_1 = 16,93 \text{ rad/sec.}$$

$$\text{Pulsaţia rotorică } \omega_r = \omega_1 + \omega_s$$

$$\omega_r = 16,93 + 18,84 = 35,77 \text{ rad/sec.}$$

Ceea ce corespunde la o turaţie a rotorului de:

$$n = \frac{30}{2} \cdot \omega_r = \frac{30}{2} \cdot 35,77 = 170 \text{ rpm}$$

Din oscilograma 6.25 b rezultă o turaţie de  $n = 140$  rpm

Frinarea a început de la turaţia de 900 rpm până la turaţia de 140 rpm, când se pierde autoexcitaţia respectiv şi cuplul de frinare.

În figura 6.26. s-a prezentat oscilograma turaţiei şi a curentului statoric a) turaţia şi curentul de magnetizare, b) şi caracteristica mecanică la frinare cu  $f_2 = 3Hz$  şi  $R_r = 45\Omega$  ( $R_{r0} = 27,35\Omega$ ).

Din oscilograma 6.25 b rezultă turaţia la care avem  $L_m$  minim respectiv  $I_m$  maxim  $n = 500$  rpm.

Domeniul de variaţie a inductivităţii utile cu alunecarea date de relaţia (6.4.53)

$$s_1 = - \frac{R_r}{2R_s} \left( 1 + \sqrt{\frac{R_{r0} - 3R_s}{R_s + R_{r0}}} \right)$$

şi :

$$s_2 = - \frac{R_r}{2R_s} \left( 1 - \sqrt{\frac{R_{r0} - 3R_s}{R_s + R_{r0}}} \right)$$

Inlocuind parametrii maşinii şi  $R_{r0} = 27,35 \Omega$  rezultă pentru  $s_1$  şi  $s_2$

$$s_1 = - \frac{1,7}{2 \cdot 1,7} \left( 1 + \sqrt{\frac{27,35 - 3 \cdot 1,7}{1,7 + 27,35}} \right) = - 0,938$$

$$s_2 = - \frac{1,7}{2 \cdot 1,7} \left( 1 - \sqrt{\frac{27,35 - 3 \cdot 1,7}{1,7 + 27,35}} \right) = - 0,06$$

Alunecarea de la care incepe frinarea pînă la pierderea autoexcitaţiei date de relaţia (6.4.60).

$$s_{o1} = - \frac{R_r}{R_s + R_{r0}}$$

şi

$$s_{o2} = - \frac{R_r \cdot R_s}{L_{mg}} - \frac{R_r}{R_s + R_{r0}} \left( 1 + \frac{2L_{gr}}{L_{mg}} \right)$$

$$s_{o1} = - \frac{1,7}{1,7 + 27,35} = - 0,06$$

Din oscilograma din figura 6.25 b. pierderea autoexcitaţiei are loc la  $n = 180$  rpm ceea ce corespunde la o pulsaţie rotorică

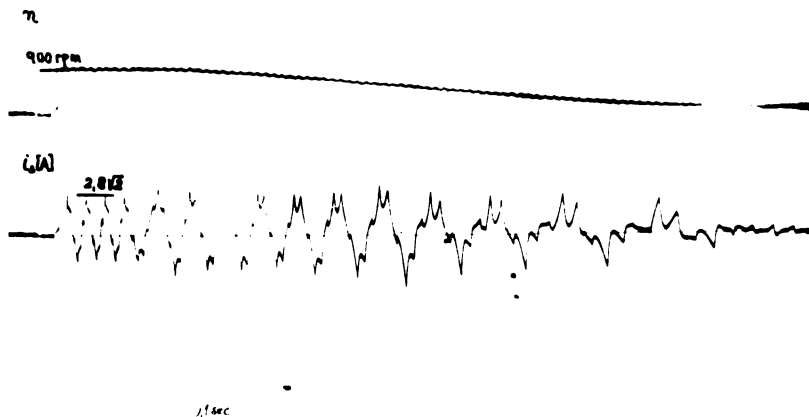
$$\omega_r = \frac{2R}{30} \cdot n = \frac{2R}{30} \cdot 180 = 12 R \text{ rad/sec}$$

$$\omega_1 = \omega_r - \omega_s = 12R - 6R = 6R = 18,84 \text{ rad/sec.}$$

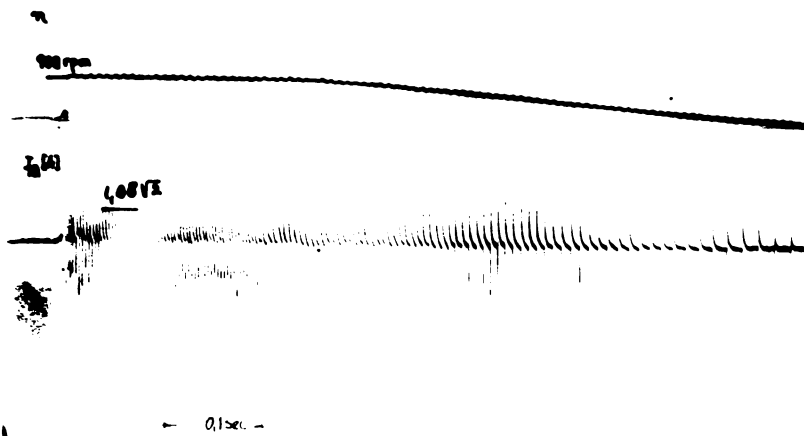
Cu această pulsaţie rezultă:

$$s_{o2} = - \frac{1,7 \cdot 1,7}{18,84 \cdot 0,283} - \frac{1,7}{27,35 + 1,7} \left( 1 + \frac{2 \cdot 0,011}{0,283} \right) = - 0,6$$

Din măsurătorile efectuate turaţia de pierdere a autoexcitaţiei este 150 rpm. Turaţia de la care a început frinarea este 900 rpm pînă la 150 rpm unde se pierde autoexcitaţia, deci dispare şi cuplul de frinare.



a)



b)

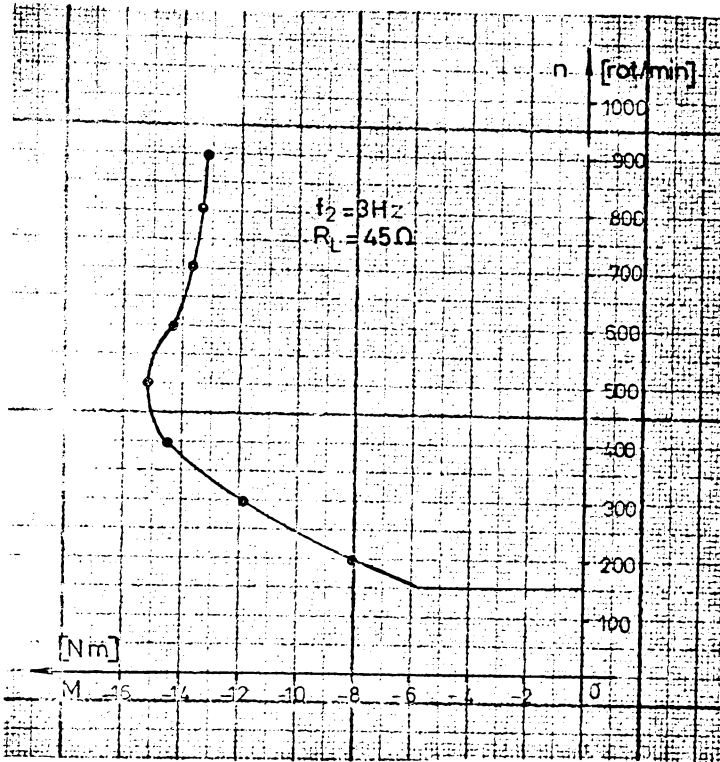


Fig. 6.26. Variația turăției și a curentului de fază a) a curentului de magnetizare b) și a cuplului electro-magnetic la frinare în regim autoexcitat cu  $f_2 = 3\text{ Hz}$  const și  $R_L = 45\ \Omega$ .

### 6.5. Concluzii

Cu instalația realizată s-au experimentat două moduri de frinare a vehicolului acționat cu mașina de inducție, frinarea efectuându-se la frecvența rotorică constantă:

- a) Sistemul inverter-mașină rămâne cuplat la rețeaua de curent continuu;
- b) Sistemul inverter-mașină este decuplat de la rețea, mașina efectuând o frinare în regim de generator autoexcitat.

În cazul frînării de la punctul a, în cazul când rețeaua primește energia recuperată, această putere transferată rețelei o putem modela printr-o rezistență echivalentă pe fază variabilă, funcție de puterea instantanee cerută de rețeaua de curent continuu.

În situația neprimirii energiei recuperate de rețeaua de curent continuu la bernele inverterului se cuplează o rezistență fixă care simulează puterea primită de rețeaua de curent continuu. Situația de neprimire a puterii active se manifestă prin creșterea tensiunii în

rețeaua de alimentare.

Modificarea efectului de frinare, respectiv a timpului de frinare se poate efectua în două moduri:

- prin mărirea frecvenței rotice până la limita  $f_2 = s_K \cdot f_1$ , unde  $s_K$  - este alunecarea de răsturnare;
- prin mărirea tensiunii de alimentare a motorului din comandă în tensiune a inverterului.

În al doilea caz, mai puțin întâlnit în practică, de dispariție a tensiunii rețelei de curent continuu demararea autoexcitației făcându-se de la bateria de acumulatori a aerșimilor proprii a vehiculului.

Procesul de frinare în regim de generator autoexcitat al mașinii de inducție este puternic influențat de saturație prin intermediul inductivității de magnetizare  $L_m$  care este o funcție dependentă de alunecare. În cazul frinării de la punctul a) saturația nu are un efect important.

Prin modificarea rezistenței  $R_p$  conectate la intrarea inverterului se modifică componenta activă a curentului statoric respectiv efectul de frinare. De asemenea prin scăderea acestei rezistențe (rezistență ce nu poate fi coborâtă sub valoarea de  $3 R_g$ ), pierderea autoexcitației are loc la o turație mai mare decât în cazul  $R_p = \infty$ .

## Capitolul 7. CONCLUZII GENERALE

În acest capitol se face o prezentare sintetică a concluziilor privind problemele care au constituit obiectul tezei; majoritatea acestora au fost abordate de către autor într-o concepție originală. Se precizează că o prezentare completă a contribuțiilor originale ale autorului se face în "Introducerea" lucrării.

Lucrarea abordează o problemă importantă, de o deosebită actualitate, și anume utilizarea mașinii de inducție în tracțiunea electrică. Principiul obiect al lucrării l-a constituit studiul și realizarea unei scheme de acționare cu această mașină în vederea obținerii de caracteristici mecanice optime pentru tracțiunea electrică

Adoptarea unei scheme de acționare adecvate scopului urmărit, cu mașina de inducție, care prezintă avantaje nete față de celelalte mașini electrice, după cum s-a arătat și în "Introducere" constituie soluția optimă pentru tracțiune în condițiile țării noastre.

Datorită evoluției rapide a electronicii, în special a electronicii de putere, s-a dat șansă mașinii de inducție de a fi aplicată în domeniul noi, printre care și în tracțiunea electrică.

În aceste condiții, se pune problema alegerii invertorului potrivit din multitudinea celor cunoscute în vederea satisfacerii cerințelor impuse de acest domeniu.

Se justifică astfel, sinteza conținută în capitolul 1, în care se face o analiză critică a invertorilor și se alege invertorul corespunzător schemei de acționare propusă. În mod justificat a fost considerat ca și cel mai potrivit, invertorul de tensiune cu circuit comun de stingere și modulație în durată a impulsurilor.

Prin studierea funcționării ansamblului invertor-mașină de inducție cu ajutorul ecuațiilor scrise în coordonate sincrone s-a ajuns la concluzia că metodele de modificare a turației și conducere a mașinii de inducție cu flux rotorice constant sau flux din întrefier constant și frecvență rotorice constantă sînt cele mai potrivite, corespunzînd cerințelor impuse de tracțiune (capitolul 2 și 3).

În plus metodele specificate prezintă avantajul realizării în condițiile date cu scheme de comandă mai simple decît metodele cu orientare după cîmp.

Schema de acționare propusă, a cărei parte de forță și de comandă a invertorului sînt prezentate în capitolul 4 al lucrării,

permite aplicarea celor trei metode, menționate mai sus, de modificare a turației mașinii de inducție.

Pentru obținerea unei caracteristici mecanice optime tracțiunii se propune combinarea a două metode și anume: la pornire, până la o anumită viteză se aplică metoda de menținere a fluxului rotorului sau din întrefier constant, după care se trece la menținerea frecvenței rotorice constante.

Pentru prima situație rezultă cuplul constant, independent de turație și de valoare mare, prin impunerea unui nivel ridicat al fluxului, sau în cazul menținerii frecvenței rotorice constante cuplul electromagnetic depinde hiperbolic de turație. În plus, prin aplicarea acestor metode combinate rezultă o eficiență mărită din punct de vedere energetic.

Rezultatele obținute cu instalația realizată au demonstrat o bună concordanță între studiile teoretice și cele experimentale la toate cele trei metode de modificare a turației mașinii de inducție.

În cazul strategiei de menținere a fluxului rotorului constant, caracteristicile mecanice ale mașinii de inducție sînt dure, prezentînd avantajul liniarității și a lipsei cuplului de răsturnare, cuplul maxim ce-l poate dezvolta mașina fiind limitat doar de curenții admisibili ai inverterului. În plus viteza de răspuns este mare, intervenind numai constanta de timp a rotorului.

Prin aplicarea strategiei de menținere a fluxului din întrefier constant, caracteristicile mecanice ale mașinii de inducție își mențin alura dură, însă în acest caz se remarcă existența cuplului de răsturnare care limitează încărcarea mașinii și care crește odată cu curentul de magnetizare impus, respectiv cu scăderea frecvenței statorice.

Prin compararea celor două metode, se apreciază că cea de menținere a fluxului rotorului constant este de preferat celui de menținere a fluxului din întrefier constant, datorită avantajelor pe care le prezintă prin lipsa cuplului de răsturnare și a vitezei de răspuns.

Instalația realizată se comportă bine și în regim dinamic prin aplicarea unor goeuri de sarcină. Întrucît bucla de frecvență este o buclă, interioară depinsînd de curentul mașinii, orice modificare de sarcină atrage după sine modificarea curentului statoric, care la rîndul său duce la modificarea alunecării, deci a cuplului și a frecvenței statorice. Constantele de timp din această buclă, fiind mici, inclusiv constanta de timp rotorică, turația mașinii nu ajunge să se modifice, iar fluxul rotorului impus este menținut constant.



Cu instalația concepută se poate realiza și procesul de frinare. Pe lângă frinarea în regim de generator a mașinii de inducție cu recuperare de energie, energie care este returnată rețelei sau în cazul neprimirii de către rețea disipată peste o rezistență, s-a prevăzut și posibilitatea frinării în regim dinamic autoexcitat, la care se va recupera în cazul extrem al "căderii" rețelei.

Aceste două moduri de frinare se realizează la frecvență rotorică constantă.

Modificarea efectului de frinare, respectiv a timpului de frinare se poate realiza în două moduri:

- prin mărirea frecvenței rotorice până la limita  $f_2 = s_k \cdot f_1$ , unde  $s_k$  este alunecarea de răsturnare a mașinii, iar  $f_1$  reprezintă frecvența statorică;

- prin mărirea tensiunii de alimentare a mașinii din comanda în tensiune a inverterului.

Cuplul de frinare poate fi modificat prin intermediul frecvenței rotorice prescrise sau a capacității condensatorului din schema de comutare.

Schema concepută și realizată de autor pentru acționarea cu mașina de inducție în domeniul tracțiunii electrice corespunde performanțelor cerute. Ea s-a comportat bine în cadrul încercărilor efectuate, în condițiile unui program de accelerări și frinări succesive conform situațiilor întâlnite în tracțiunea electrică.

Soluția fiind aplicată cu bune rezultate la vehiculul ROM-U-LIM în cadrul unui contract de cercetare științifică cu CCSIT Electropulare Craiova /110/, ea poate fi extinsă și la alte vehicule.

În felul acesta mașina de inducție va câștiga teren din ce în ce mai mare în tracțiunea electrică din țara noastră.

B I B L I O G R A F I E

1. Aissi E. "Variation de vitesse des moteurs par variation de fréquence, des économies et des possibilités accrues" *Electronique industrielle*; nr.6/Nov.1980-p.101-103.
2. Atanasiu, Gh., "Maşini electrice speciale"
3. Alexa, D., şi Micu, D., "Invertoare şi redresoare cu parametrii energetici ridicaji", E.T. Bucureşti 1986.
4. Andronescu, P., "Bazele Electrotehnicii" vol. I. şi II., E.D.P. Bucureşti
5. Bellini, A., Figalli, G., La Cave, M., "A field-oriented adaptive control of induction motors useful to reduce the effects of the parameters variations and the measurement errors", *International Conference on Electrical Machines*, Lausanne 1984 p.931-935.
6. Bellini, A., Figalli, G., Ulivi, G., "A microcomputer-based optimal control system to reduce the effects of the parameter variations and speed measurement errors in induction motor drives" *Conf. Rec. IEEE-IAS-1984. Annual Meeting* p.612-617.
7. Blaschke, F., "Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen" *Siemens- Zeitschrift*, vol.45, nr.10, 1971. p.757-760.
8. Böhm, K., Wesselak, F., "Drehzahlregelbare Drehstromantriebe mit Umrichterspeisung" *Siemens-Zeitschrift*, vol.45, nr.10/1971 p.755-757.
9. Bolognani, S., Buja, G.S. "Control system design of a current inverter induction motor drive" *Conf. Rec. IEEE-IAS-1984 Annual Meeting*. p.482-487.
10. Boldea, I., Atanasiu, Gh., "Analiza unitară a maşinilor electrice" Editura Academiei R.S.R. Bucureşti 1983.
11. Boldea, I., "Vehicule pe pernă magnetică" E.A. Bucureşti 1981.
12. Boldea, I., Păpuşoiu, Gh., "Motorul liniar Sincron homopolar cu comutaţie statică. Studiul experimental asupra curenţilor, tensiunilor şi forţei de livitaţie", Sesiunea Jubiliara de Comunicări Ştiinţifice, Universitatea Craiova 27-28 Nov.1981.
13. Boldea, I., Păpuşoiu, Gh., Coifan, V., "Pornirea şi conducerea unei maşini sincrone cu microprocesor" *SIMECS Bucureşti 1981*
14. Boldea, I., Păpuşoiu, Gh., Trică, A., Dragomir, T., Cioară, T., "Magnibus" the Romanian linear inductor (synchronous) motor (passive guideway) maglev", *International Conference on Maglev Transport Birmingham 1984*.
15. Ered, D., M., Novotny, D.W., "Current control of VSI-PWM-inverters" *Conf. Rec. IEEE-IAS, 1984 Annual Meeting* p.418-425.

16. Bojan, N.V. "Reglarea vitezei sistemelor de acționare electrică", E.T. București 1974.
17. Bhagwat, P.M., Stefanovici, V.R., "Some new aspects in the design of PWM inverters", IEEE Transactions on Industry Applications vol. I.A.-nr.4 July/August 1984 p.776-784,
18. Connors, D.P., Jarc, D.A. "Application considerations for A.C. drives" IEEE Trans. on Ind. Appl. IA-19, nr.3 mai/iun.1983, p.455-460.
19. Denegri, G.B., Mazzucchelli, M., Rossi, G., Sciutto, G., "Dynamic performances of AC drives fed from power transistor thyristor inverters" IEEE Trans. on Ind Appl. vol. I.A-21 nr.1 ian/feb.1985, p.266-273.
20. Dordea, T., "Mașini Electrice", E.D.P. București, 1970.
21. Dragu, I., Iosif, I.M., "Circuite integrate liniare. Amplificatoare operaționale" Editura Militară București, 1981.
22. Dascălu, D., Turic, I., Hoffman, I., "Circuite electronice", E.D.P., București, 1981.
23. Ecklebe, P., "Ein vereinfachtes Verfahren zur feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer" Elektrische vol.32 nr.9, 1978, p.465-466.
24. Ecklebe, P., "Transistorisierte Direktumrichter für Drehstromantriebe" Electric, vol.34, nr.8, 1980, p.413-415, 433.
25. Flöster, W., Ripperger, N., "Die TRNASVEKTOR- Regelung für den feld orientierten Betrieb einer Asynchronmaschine", Siemens-Zeitschrift, vol.45, nr.10, 1971, p.761-764.
26. Freeman, M., "Trends in motors and motor drives" Electrical Equipment, vol.19, nr.8, aug.1980, p.31-37.
27. Freeman, B., "The need for an interface specification for the modern electric propelled rail vehicle. Conf. Rec. IEEE-IAS-1984, p.281-286.
28. Tarini, A., Moruzzi, K., Manigrosso, K., Superti, Furgu, G., "Simulation of and underground locomotive", Part. I. Simulation Criteria and Part. II. Applications, First European Conference on Power Electronics and Applications. Brussels 16-18 oct. 1985, p.5.31-5.42.
29. Fekete, G., Szentirmai, L., "Inverter and converter thyristore firing control for CEI-fed induction motor" First European Conference on Power Electronics and Applications. Brussels 16-18 oct.1985, p.2.75 - 2.80.
30. Gabriel, R., Leonhard, W., Nordby, C.J., "Field-oriented control of a standard AC motor using microprocessors", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-16, nr.2 mar/apr.1980, p.186-192.
31. Gabriel, R., Leonhard, W., Nordby, C.J., "Regelung der stromrichter- gespeisten Drehstromasynchronmaschine mit einem Mikrorechner" Regelungstechnik, vol.27, nr.12. dec.1979, p.379-386.
32. Garces, L.J., "Parameter adaption for the speed controlled static AC drive with a squirrel cage induction motor", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. I.A.-16. nr.2 mar/apr. 1980, p.173-178.

33. Gavăj, St., Stanciu, O., Tudor, V., "Acționări în curent alternativ cu motoare asincrone comandate prin convertizoare de frecvență cu tranzistoare de putere în scheme de reglare fazorială", Proc. of. SIMECS 83, București, nov. 1983, p. 283-293.
34. Grotstollen, H., "Stand der Entwicklung von geregelten elektrischen Antrieben", Regelungstechnische Praxis, nr. 3, 1978, pag. 84-94.
35. Goldenberg, L. M., "Teoria și calculul circuitelor de impulsuri" E.T. București, 1972.
36. Gratafeld, P., Skudelny, H., "Dynamic performance of two parallel-connected induction machines for traction drives", Conf. Rec. IEEE-IAS 1984 Annual Meeting p. 286-295.
37. Gray, F. F., Searle, C. L., "Bazele electrotehnicii moderne", vol. I, II, E.T. București 1973.
38. Harashina, F., Kondo, S., Chnishi, Keita, M., Susono, M., "Multimicroprocessor based control system for quick response induction motor drive", Conf. Rec. IEEE-IAS, 1984, Annual Meeting, p. 605-611.
39. Harms, K., Leonhard, W., "Parameter adaptive control of induction motor based on steady state machine model", E.E.C. on P.E. and Appl. Brussels 16-18 oct. 1983.
40. Ishida, Muneaki, Hayashi, K., Ueda, M., "A speed detection method of squirrel-cage induction motor utilizing rotor slot-harmonics in the air gap and its application to slip frequency control. Electrical E. in Japan 1979 vol. 99, nr. 5
41. Ito, T., Kamaguchi, T., Ueda, K., Mochizuki, T., Takots, S., "Analysis of field orientation control of current source inverter drive induction motor systems". IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. I. A-19, nr. 3 mai/iun. 1983, p. 356-363.
42. Joetten, R., Maeder, G., "Control method for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltage as measured quantities", IEEE Trans. on Ind. Appl. I. A-19, nr. 3 mai/iun. 1983 p. 356-363.
43. Joshi, A., Dewan, S. B., "Modified current source inverter for squirrel cage motor drive", IEEE, Trans. on Magnetics vol. Mag.-14, nr. 5, Sept. 1978, p. 990-992.
44. John, V. I., Cornel, H. C., "Comparison of convergent load flow techniques in AC/DC train power systems". Conf. Rec. IEEE-IAS 1984 Annual Meeting p. 296-301.
45. Kabisch, K., "Möglichkeiten und Grenzen des Einsatzes unrichter gespeister Drehstromantriebe in der Industrie. Elektrik vol. 34, nr. 2, 1980, p. 59-65.
46. Kaimoto, M., Hashii, M., Yanase, T., Nakano, T., "Performance improvement of current source inverter-fed induction motor drives". IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. I. A-nr. 6 nov/dec. 1982, p. 703-710.
47. Kasnierkowski, M. P., Kępecki, H. S., "A Simple control system for current source inverter-fed induction motor drives IEEE, Trans. on Ind Appl. vol. I. A-21 nr. 3 mai/iun. 1985, p. 617-629.
48. Kelemen, A., "Acționări electrice", E. D. P. București, 1979.
49. Kelemen A., Imecs, M., "Mutatoare", E. D. P. București, 1978.

50. Kovacs, K. Pál, "Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice". E. T. București, 1980.
51. Krishnan, A., Doran, F. C., "Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems". Conf. Rec. IEEE-IAS. Annual Meeting, p. 51e-524.
52. Kirschen, D. S., Novotny, D. W., Lipo, T. A., "On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive", Conf. Rec. IEEE-IAS. 1984, Annual Meeting p. 488-495.
53. Kube, K., Watanabe, M., Ohnise, T., Kamiyama, K., "A fully digitalized speed regulator using multimicroprocessor system for induction motor drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-21, nr. 4 iul/aug. 1985 p. 1001-1008.
54. Konsei Ohnishi, Kunio, Miyachi, "Principles of constant magnitude regulation of secondary flux based on slip frequency control in induction motor drive".
55. Kusko, A., Peeran, S. M., "Tuned filters for traction rectifier sets", Conf. Rec. IEEE-IAS. 1984 Annual Meeting p. 266-275.
56. Kawamura, A., Holt, R., "Instantaneous feedback controlled PWM inverter with adaptive hysteresis. IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-20 nr. 4 iul/august 1984, p. 769-775.
57. Lipo, T., Cornell, E. P., "State-variable steady state analysis of a controlled current induction motor drive", IEEE, Trans. on Ind. Appl, vol. I.A-11 nr. 6 nov/dec. 1975, p. 704-712.
58. Langweiler, F., Richter, M., "Flusserfassung in Asynchronmaschinen", Siemens-Zeitschrift, vol. 45 nr. 10., 1971, p. 768-771.
59. Levi, E., "Design considerations for motors used in adjustable-speed drives". IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-20 nr. 4 July/August 1984, p. 822-826.
60. Măgureanu, R., Micu, D., "Convertoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone". E. T. București, 1985.
61. Manușescu, A., Miha, I., Muregan, I., Măndulescu, A., Turic, L., "Circuite integrate liniare", E. D. E. București, 1983.
62. Matsue, T., Lipo, T. A., "A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives", Conf. Rec. IEEE-IAS, 1984 Annual Meeting p. 535-545.
63. Mac Donald, Murray L. Sen, Paresh. C., "Control loop study of induction motor drives using J, q model", IEEE Trans. IECI, vol. IECI-26 nr. 4 Nov. 1979, p. 237-243.
64. Moffat, J. R., Sen, P. C., Younker, R., Bayoumi, M., "Digital phase-locked-loop for induction motor speed control", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. 15. nr. 2 mart/apr. 1979, p. 176-182.
65. Melkebek, J. A., A., Novotny, D. W. "Steady state modelling of regeneration and self-excitation in induction machines". IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems vol. PAS 102 nr. 8 Aug. 1983, p. 2725-2733.
66. Mültgen, G., "Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea", E. T. București, 1970.
67. Mayer, M., "Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație forțată". E. T. București, 1970.

68. Murphy, J.M.D., "Inverter-fed induction motor drives". Electrical Review vol.206, nr.3/1980, p.41-45.
69. Mc Murray, W., "Modulation of the chopping frequency in DC choppers and PWM inverters having current-hysteresis controllers". IEEE Trans. on Ind Appl. IA-20 nr.4 July/Aug. 1984, p.763-768.
70. Masada, S., Fujisaki, K., Kitamoto, M., Kawashima K., "Voltage-fed inverter drive for linear induction motors in railway traction." First European Conference on Power Electronics and Applications. Brussels 16-18 oct.1985 p.3.25-3.30.
71. Novotny, D.W., Gritter, D.J., Studtmann, G.H., "Self-excitation in inverter driven induction machines", IEEE Trans. on Power App. and Systems vol. PAS-96 nr.4 July/Aug.1977 p.1117-1125.
72. Nordin, K.B., Novotny, D.W., Zinger, D.S., "The influence of motor parameter deviations in feedforward field orientation drive systems". IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-21, nr.4 jul/aug.1985, p.1009-1015.
73. Nagase, H., Natsuda, Y., Ohnishi, K., Nimomiya, H., Koike, T., High performance induction motor drive system using a PWM inverter". IEEE. On Ind. Appl. vol. I.A-20, nr.6 nov/dec 1984.
74. Nedelcu, V.N. "Teorie conversiei electromecanice". E.T. Bucuresti 1978.
75. Păpușoiu, Gh., "Caracteristicile mecanice ale unei cascade subsonice realizată cu mutatoare statice". Buletin Științific și Tehnic al I.P. "Traian Vuia" Timișoara Tom 24(38) Fasc.1.1979. p.47-50.
76. Păpușoiu, Gh., "Acționarea cu meșină de inducție alimentată prin inverter de tensiune cu menținerea frecvenței rotorice constante". Buletin Științific și Tehnic al I.P. "Traian Vuia" Timișoara Tom. 30(44)1985
77. Penner, I., "Electronică industrială", E.D.P. București 1972.
78. Pușcașu, S., Marcovici, J., "Mărimi și reglaje electrice nesinusoidale. Editura Scrisul Românesc, Craiova 1974.
79. Reiche, R., "Der Trend zur Drehstromantriebstechnik aus energieökonomischer Sicht". Elektrik, vol.35, nr.9, sept.1981, p.454-459.
80. Rogall, R., "Asynchronmaschinen in der Antriebstechnik". BBC-Nachrichten, nr.7, 1981, p.227-236.
81. Runge, W., Appun, P., "Three-phase A.C. traction drives" ICEM 86, München, p.10-20.
82. Sathikumar, S., Vithayathil, J., "Digital simulation of field-oriented control of induction motor". IEEE Trans. on Ind. Electr. vol. I.E-31, nr.2 mai 1984, p.141-148.
83. Schönfeld, R., "Entwicklungstendenzen der elektrischen Antriebstechnik", Elektrik, vol.35, nr.9, 1981, p.451-454.
84. Schönfeld, R., Habiger, Z., "Automatisierte Elektroantriebe". Verlag Technik, Berlin, 1981.

M.Braşovan, N.Bogoevici, V.Trifa.

85. Seracin, E., Kelemen, A., "Acţionări electrice. Aplicaţii industriale 2.
86. Seracin, E., Popevici, D., "Tehnica acţionărilor electrice", E.T. Bucureşti, 1985.
87. Saal, C., Szabo, W., "Sisteme de acţionare electrică. Determinarea parametrilor de funcţionare" Editura Tehnică Bucureşti, 1981.
88. Săvescu, M., Petrescu, T., Ciachină, S., "Jenale, circuite şi sisteme". E.D.F. Bucureşti, 1981.
89. Sen, P.C., Mac Donald, M., "Slip-frequency controlled induction motor drives using digital phase-locked loop control system" International conference on electrical machines, Lausanne 1984, p.413-419.
90. Stanciu, D., Oavă, St., Tudor, V., "Induction motor electric drive with vector control", Proc. of the fourth National Conference on Electrical Drives. Craiova, sept. 1984, p.B. 90-B 102.
91. Stout, D.F., "Handbook of operational amplifier circuit design", McGraw Hill Book Company, New-York 1976.
92. Sakutaro, N., Ryozo, Itoh "Stability of induction driven by voltage type inverter", Electrical Engineering in Japan, vol. 97, nr. 1, 1977, p.113-120.
93. Stuftmann, G.H., "Application of power electric switching techniques to induction generators", Conference Record IEEE-IAS 1984, Annual Meeting 1984, p.474-481.
94. Străinescu, I., "Variatoare statice de tensiune continuă", E.T. Bucureşti.
95. Taylor, E.O., "Industrial drives-Induction motor speed control", Electrical Review, vol. 206 nr. 18, 1980, p.37-39.
96. Tsuji, M., Yamada, E., Uzumi, K., Oyama, J., "Stability analysis of a current source inverter fed induction motor under vector control". Int. Conf. on Electrical Machines Lausanne, 1984, p.867-870.
97. Teruo, T., Tsutomu, D., "On a regenerative braking of induction motor by microcomputer control drive system.
98. Tănase, M., Păpuşoiu, Gh., Tănase, M.E. "Acţionarea unei colivii de mână cu o cascadă subsincronă". SIMEC Bucureşti, 1985.
99. Tez, E., Akhrif, B., "A microprocesor-based implementation of regular sampled PWM switching strategy", First European Conference on Power Electronics and Application Brussels 16-18 oct. 1985, p.299- 2.103.
100. Tapani, Iokinen, Helsinki University of Technology, Finlanda "A review of inverter-fed induction motor drives in Finlanda" SIMEC 83 p.255-264.
101. Zach, F.C., Martinez, R., Keplinger, S., Seiser, A., "Dynamically - optimal switching patterns for PWM inverter drives (for minimization of the torque and speed ripples). Conf. Rec. IEEE-IAS 1984. p.552-559.
102. Ziegas, P.D., Wiechmann, E.F., Stefanovic, V.R., "A computer sided analysis approach for static voltage source inverters. Conf. Rec. IEEE-IAS. 1984. Annual Meeting p.900-907.



103. Ziogas, P.D., Young-Goo Kang, Stefanovic, V.R., "Optimum system design of a three-phase PWM rectifier-inverter type frequency changer", Conf. Rec. IEEE-IAS-1984. Annual Meeting p.908-919.
104. Unnewehr, L., Nasar, S.A., "Electric vehicle technology". John Wiley and Sons, New York 1982.
105. Văzdăuțeanu, V., "Tracțiunea electrică", I.P. "Traian Vuia" Timișoara, 1984.
106. Veșenevski, S.N., "Caracteristicile motoarelor utilizate în acționări electrice". E.T. București, 1969.
107. Weinrich, G., Vărzaru, E., Anastasiu, S., Gavăț, St., Emancil, D., Eciucanar, L., "Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide", vol. I. - II. E.T. București 1980.
108. Wong, J.Y. "Of related interest-Theory of ground vehicles" John Wiley and Sons. New York 1978.
109. Pfeiffer, I., "Sisteme de control după cimp a mașinilor asincrone alimentate prin invertoare cu tranzistoare de putere sau tiristoare". Referat I. în cadrul pregătirii la doctorat.
110. Contract nr.223/6.12.85. Beneficiar CCSIT Ep.Craiova- "Buclă de reglare pentru tracțiune cu motoare asincrone". Aplicație la metrou